



Dña. MÓNICA CHINCHILLA SÁNCHEZ, con D. N. I. : 7.231.723 V

AUTORIZA:

A que su tesis doctoral con el título: **"Control de un sistema de generación eólica de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes acoplado a red"** pueda ser utilizada para fines de investigación por parte de la Universidad Carlos III de Madrid.

Leganés, 3 de julio de 2001

Fdo.: Mónica Chinchilla Sánchez



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática

TESIS DOCTORAL

**Control De Un Sistema De Generación Eólica
De Velocidad Variable Con Generador
Síncrono Multipolar de Imanes Permanentes
Acoplado A Red**

Autora:

Mónica Chinchilla Sánchez

Directores:

Dr. Juan Carlos Burgos Díaz y Dr. Santiago Arnalte Gómez



Leganés, Año 2001

TESIS DOCTORAL

CONTROL DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA DE VELOCIDAD VARIABLE CON GENERADOR SÍNCRONO MULTIPOLAR DE IMANES PERMANENTES ACOPLADO A RED

Autor: **Mónica Chinchilla Sánchez**

Directores: **Dr. Santiago Arnalte Gómez**
Dr. Juan Carlos Burgos Díaz

Tribunal Calificador:

Presidente:

Vocales:

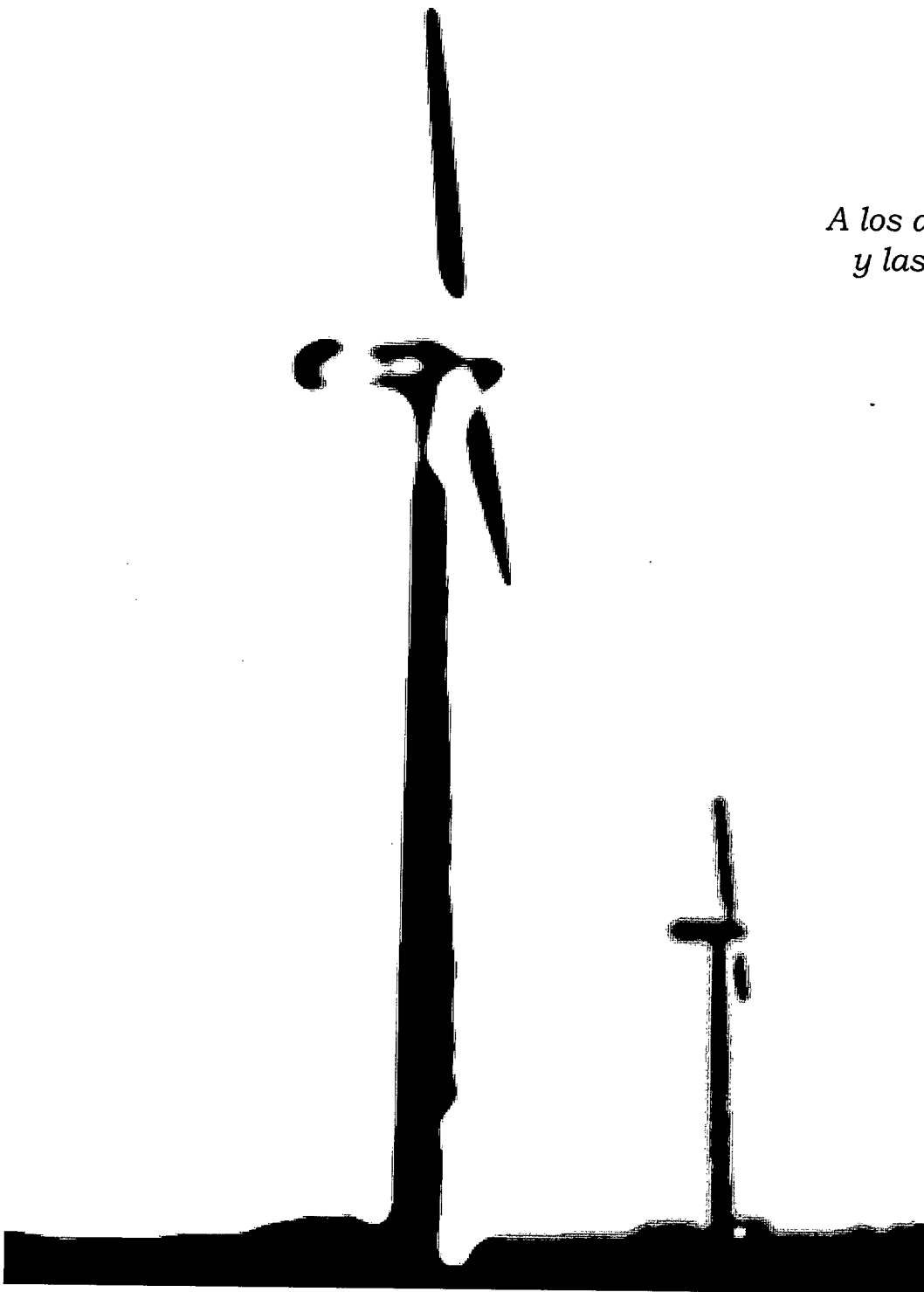
Vocal Secretario:

Calificación:

se aprobó con laudor
(por unanimidad)

Leganés, 3 de Julio de 2001

*A los animales
y las plantas*



Para la realización de esta Tesis se ha dispuesto de financiación gracias a la concesión del proyecto DGEs número N° PB98-0032 con título "CONTROL DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA DE VELOCIDAD VARIABLE ACOPLADO A RED CON GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES". La autora y los directores de Tesis desean agradecer al Programa DGEs la ayuda recibida



AGRADECIMIENTOS

Considero que cualquier aportación encaminada a mejorar y extender el uso de energías renovables en nuestro planeta es beneficiosa para todos; por ello y por lo conveniente que resulta el poseer el título de Doctor para ser Docente en el entorno universitario, deseo expresar mi más sincero agradecimiento a todos aquellos que han colaborado en el inicio, desarrollo y consecución de la presente Tesis Doctoral. Muy especialmente a los miembros del grupo de trabajo en energía eólica dentro del cual se ha gestado: a mis directores, Santiago Arnalte y Juan Carlos Burgos, completamente involucrados en el desarrollo de la Tesis y a Jose Luis Rodríguez Amenedo, precursor y entusiasmado motor de los trabajos en energía eólica del área de ingeniería eléctrica, por su apoyo incondicional a lo largo de los más de cinco años de trabajo en colaboración.

Quiero destacar el constante apoyo que he recibido por parte de mis compañeros de la Universidad Carlos III y por eso quiero agradecer profundamente la ayuda de Manuela Canales, M^a Ángeles Moreno, Hortensia Amarís, Andrés Barrado, Pablo Ledesma, Carolina Vilar, Ana Llor, Belén García y Jorge Martínez. También deseo agradecer sinceramente el importante apoyo de Javier Sanz a este proyecto y a M^a Ángeles Moreno y a Julio Usaola que me abrieron las puertas de la Universidad. Así mismo quiero agradecer la puntual pero no menos importante ayuda que he recibido de M^a Mar Sánchez, M^a Paz Mayor, Fernando Arias, Francisco Sánchez, Rosa Rodríguez, Gumersindo Queijo, Jesús Jiménez, Gema Carrillo, Federico Manera, Marcos Lafoz, Antonio Jiménez, Carlos Valdivia, David Hernández, Jose I. González y Alberto Román.

Sin la comprensión, buen humor y cariño de todos los que con vuestra cercanía me habéis ayudado a distanciarme del trabajo exclusivo de la Tesis, no me hubiese resultado posible llevarla a cabo. Muchas gracias.

RESUMEN

A pesar de las ventajas que tienen los aerogeneradores de velocidad variable, sólo una empresa en España (Gamesa) los comercializa; el sistema comercializado por Gamesa se basa en máquinas de inducción, cuando en la bibliografía cada vez son más los equipos de investigación que se decantan por generadores síncronos de imanes permanentes (GSIP) directamente acoplados a la turbina para esta aplicación. En la actualidad hay dos firmas europeas que comercializan sistemas eólicos con generadores síncronos multipolares de velocidad variable y devanado de excitación: Enercon (Alemania) y Lagerwey (Holanda). Sólo existe una empresa en Europa, Jeumont, que comercialice aeroturbinas de velocidad variable con de generador síncrono de imanes permanentes. Es un aerogenerador de paso fijo y apenas existen datos sobre su regulación.

El objetivo principal de la presente Tesis Doctoral es la realización de un sistema de control aplicable a aeroturbinas de velocidad variable y paso variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes, conectadas a la red eléctrica.

Para conectar el aerogenerador de velocidad variable a la red se ha empleado un convertidor de frecuencia formado por dos puentes de IGBT's: uno, conectado al generador, funciona como rectificador de pulsos y el otro, conectado a la red, como inversor PWM. Para el control de los puentes se han utilizado técnicas de modulación vectorial. El sistema de control hace posible que la máquina trabaje en el entorno del punto de máxima potencia para velocidades del viento inferiores a la nominal de la instalación y la entregue con un factor de potencia controlable a la red de frecuencia constante

Con objeto de validar el correcto funcionamiento del control del aerogenerador, se ha desarrollado un prototipo del sistema en estudio. Las pruebas experimentales corroboran correcto funcionamiento del conjunto de acuerdo a los objetivos establecidos.

ABSTRACT

Wind energy is a prominent area of application of variable speed generators operating on the constant frequency grid. In spite of proven variable speed advantages, only the firm Gamesa has installed variable speed turbines in Spain. At present, in Europe, only the firm Jeumont has developed variable speed wind turbines with direct driven permanent magnet synchronous generators. They are fix pitch and generator and regulation data are almost non-existent.

The main aim of the present doctoral thesis is to develop a control system to be used in variable speed, variable pitch, wind turbines with multipole permanent magnet synchronous generators, connected to the grid. Control strategy is devoted to maximum power generation, mechanical stress reduction and power factor control.

An experimental prototype has been developed to test the proposed regulation procedures; it has a permanent magnet synchronous generator with frequency converter. The emulation of the wind turbine is implemented by means of a DC motor which is torque controlled by a DC motor drive. The system was excited with real wind profiles.

Experimental results (maximum power generation, low power and torque fluctuations, low current harmonic content, adequate dynamic response) corroborate the theory.

ÍNDICE

Lista de Tablas y Figuras 10

Lista de Símbolos 17

Capítulo 1. Introducción 19..44

1.1 Estado actual de sistemas eólicos 21

1.2 Sistemas de velocidad variable frente a los sistemas de
velocidad fija 23

1.3 Sistemas con generador directamente acoplado a la
turbina 26

1.4 Sistema eléctrico 27

1.4.1 Tipos de generadores utilizados en sistemas
eólicos de velocidad variable 27

1.4.1.1 Generador síncrono con excitación
independiente 29

1.4.1.2 Generador síncrono de imanes
permanentes. 29

1.4.2 Convertidores de frecuencia habitualmente
empleados con los generadores eólicos de velocidad variable 34

1.5 Objetivos de la Tesis 41

Capítulo 2. Descripción del sistema 45..118

2.1 Estructura general del sistema eólico 47

2.2 El viento y su caracterización energética 49

2.2.1 Energía aprovechable del viento. 50

2.2.2 Factores de influencia sobre el par transmitido a la
aeroturbina 51

2.3. Modelo de la aeroturbina 57

2.3.1 Curva de potencia $cp(\lambda)$ característica de las aeroturbinas 57

2.3.2 Modelo de la curva $cp(\lambda)$ 61

2.3.3 Emulador de la aeroturbina 62

2.3.3.1 Simulación en tiempo real de la turbina 63

2.3.3.2 Controlador de par y máquina de corriente continua 64

2.4 Sistema mecánico 67

2.4.1 Ecuaciones dinámicas 67

2.4.2 Fatiga a la que está sometido el eje 69

2.5 Modelo del generador de imanes permanentes (GSIP) 71

2.5.1 Generador empleado en el prototipo experimental 73

2.6 Convertidor de frecuencia 76

2.6.1 Generación de impulsos de disparo de los convertidores.
Modulación PWM vectorial 77

2.6.1.1 Modelo en ejes dq del convertidor en fuente de
tensión. 78

2.6.2 PWM vectorial 79

2.6.3 Funcionamiento del convertidor en sobremodulación 94

2.6.3.1 Técnica desarrollada para implementar el
funcionamiento del convertidor en sobremodulación 94

2.6.4 Implementación práctica de la técnica de modulación..	101
2.6.4.1 Implementación de la técnica desarrollada para el funcionamiento del convertidor en sobremodulación	102
2.6.5 Implantación de la técnica de modulación vectorial mediante la tarjeta dSPACE	106
2.7 Tarjeta de Control	111
2.7.1 Herramientas Software precisas para la programación de la tarjeta, generación de código en tiempo real, visualización de señales e interacción con el PC	112
2.7.2 Herramientas Hardware constituyentes de la tarjeta DS1102	116
Capítulo 3. Control del generador	119..173
3.1 Determinación de las componentes de la corriente de inducido para obtener un par dado	121
3.1.1 Componente activa de la corriente (i_{sq})	122
3.1.2 Componente directa de la corriente	123
3.1.2.1 Velocidades de giro reducidas	124
a) Estrategia de corriente directa nula	125
b) Estrategia de factor de potencia unidad	127
c) Consigna de corriente directa de máximo rendimiento	129
Comparación de estrategias que establecen i_d en el rango de velocidad $[0;0,88]$ p.u.	133
3.1.2.2 Zona de debilitamiento de campo	135
3.1.3 Comportamiento del generador en el intervalo de velocidad $[0,1]$ pu	137
3.1.4 Desmagnetización de los imanes del rotor	138
3.1.4.1 Máxima corriente i_d admisible sin desmagnetizar los imanes	140
3.1.4.2 Efecto de la desmagnetización en cortocircuito	142
3.2 Cálculo de reguladores.	144
3.2.1 Estructura de los lazos de control de corriente	144
3.2.2 Cálculo de los reguladores de corriente	146
3.2.3 Control de corriente en zona de debilitamiento de flujo	153
3.2.3.1 Establecimiento de la Consigna de I_d mediante formulación matemática	153
3.2.3.2 Establecimiento de la Consigna de I_d mediante un bucle externo de regulación	155
3.3 Límites de funcionamiento del generador	159
3.4 Consideraciones prácticas	162
3.4.1 Realimentación de la posición (encóder, sincronización, frecuencia de muestreo, filtrado)	162
3.4.1.1 Medida de la posición mediante un encóder incremental	162
3.4.2 Realimentación de corriente (frecuencia de muestreo, filtrado)	165
3.4.3 Armónicos de par (fatiga del eje)	167
3.5 Comportamiento del conjunto turbina-generador-convertidor para la consigna de corriente directa de máximo rendimiento. Resultados experimentales	169
3.5.1 Seguimiento de la referencia de la componente de la corriente en eje directo I_d a velocidad constante.	170

3.5.2 Seguimiento de la referencia de la componente de la corriente en eje en cuadratura I_q , para la estrategia de corriente I_d nula.	171
3.5.3 Seguimiento de la referencia I_d y de I_q utilizando la estrategia de máximo rendimiento	172
Capítulo 4. Control del inversor	175..217
4.1 Bucles de control del inversor.	177
4.2 Diseño de los reguladores	180
4.3 Dimensionado y Límites de funcionamiento del inversor	184
4.3.1 Límites de funcionamiento del inversor	185
4.3.2 Influencia de los parámetros de diseño en el diagrama de límites de funcionamiento	189
4.3.2.1 Influencia de la variación de la tensión la etapa de continua	191
4.3.2.2 Influencia de la variación de la reactancia de conexión a red	193
4.3.2.3 Influencia de la tensión de conexión al transformador de acoplamiento	195
4.3.3 Selección de los elementos que constituyen el inversor	198
4.3.3.1 Selección de la reactancia de conexión a red	198
4.3.3.2 Selección de la tensión en la etapa de corriente corriente continua y de la tensión del lado de BT del transformador de conexión	201
4.3.4 Límites del Control Vectorial del Inversor	203
4.3.4.1 Diagrama I_d/I_q de límites de funcionamiento del inversor	203
4.4 Consideraciones para la implementación práctica del control del inversor	206
4.4.1 Medida y adquisición de las señales precisas para controlar el inversor	206
4.4.2 Variación de consignas en tiempo real	208
4.5 Seguimiento de las consignas de potencia impuestas al inversor conectado a red. Resultados experimentales.	210
4.5.1 Seguimiento de la referencia de potencia reactiva	210
4.5.2 Seguimiento de la referencia de potencia activa	215
4.5.3 Tensión de alterna del inversor en las dos zonas de sobremodulación.	216
Capítulo 5. Control del sistema aerogenerador	219..257
5.1 Estrategia de regulación del aerogenerador	221
5.1.1 Intervalo de velocidades del viento en el que el generador trabaja a carga parcial	223
Tramo I: regulación de seguimiento del punto de máxima potencia	
Tramo II: en el que se mantiene la velocidad de giro constante a carga parcial	
5.1.2 Métodos de regulación del aerogenerador a carga parcial	233
5.1.2.1 Tramo I. Seguimiento del punto (λ_{opt} c_{pmax})	234
5.1.2.1.1 Control directo de velocidad en el tramo I.	234
5.1.2.1.2 Control indirecto de velocidad en el tramo I.	236
5.1.2.2.1 Control directo de velocidad en el tramo II	237

5.1.2.2.2 Control indirecto de velocidad en el tramo II.	237
5.1.3 Regulación a plena carga. Control del regulador de paso de pala	239
5.1.4 Determinación de las velocidades del viento de conexión, de desconexión y nominal.	243
5.2 Funcionamiento en bucle cerrado del sistema de control del aerogenerador. Resultados experimentales	246
5.2.1 Funcionamiento carga parcial	246
5.2.1.1 Arranque del sistema	246
5.2.1.2 Comportamiento del sistema ante escalón de viento, viento turbulento o ráfagas de viento extremas.	248
A: Entrada de viento: consignas en escalón desde una velocidad del viento de 5 a 6 m/s	248
B: Entrada de viento: rampa con modelo de turbulencia normalizado que comprenda los 2 tramos de funcionamiento a carga parcial	249
5.2.1.2.1 Control en zona de debilitamiento de flujo	250
5.2.1.2.1.1 Establecimiento de la consigna de I_d a partir de un calculador	250
5.2.1.2.1.2 Consigna de I_d establecida mediante un bucle externo de regulación	250
5.2.1.2.1.3 Resultados experimentales en zona de debilitamiento de campo	251
C: Entrada de viento: ráfaga normalizada que comprenda los dos tramos de funcionamiento a carga parcial	254
5.2.2 Resultados del funcionamiento del sistema aerogenerador de paso de pala variable a plena carga.	256
5.2.3 Parada del sistema	257
Capítulo 6. Conclusiones y trabajos futuros	259..260
Apéndice A	263
Bibliografía	267..274

LISTA DE TABLAS

	pág
Tabla 1.2 : Tipo de generador y tecnología asociada de los principales fabricantes de aerogeneradores (fin 1997).	24
Tabla 1.4. 1 Ventajas y desventajas de los generadores asíncronos de rotor devanado frente a los generadores síncronos	28
Tabla 2.6.2. 1 tensiones de línea (u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}) correspondientes a cada uno de los estados activos	80
Tabla 2.6.2. 2 Tensiones fase neutro para cada estado activo	80
Tabla 2.6.2. 3. Componentes real e imaginaria del fasor tensión interna del convertidor	80
Tabla 2.6.2.4 Secuencia de los vectores en cada sector	89
Tabla 3.1.2.1.1: Fuerza electromotriz, potencia, corriente y tensión en p.u., al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu, con la estrategia de $i_d=0$	125
Tabla 3.1.2.1.2: Fuerza electromotriz, potencia, corriente y tensión (pu), al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu con la estrategia de factor de potencia unidad.	128
Tabla 3.1.2.1.3: Fuerza electromotriz, potencia, corriente y tensión en p.u., al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu con la estrategia de máximo rendimiento	132
Tabla 3.1.2.2.1: Fuerza electromotriz, potencia, corriente y tensión en p.u., al variar la velocidad de giro del generador desde 0.808 a 1 pu en zona de debilitamiento de flujo	136
Tabla 3.1.4. Valores típicos de un imán permanente de NdFeB de la empresa VACODYM	140
Tabla 4.3.3.1 niveles de emisión de armónicos de corriente para equipos de menos de 16 A [IEC 1000-3-2]	198

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.2 Posibles arquitecturas de sistemas eólicos de velocidad variable	25
Figura 1.3. Disposición general de los componentes de un aerogenerador dentro de la góndola	26
Figura 1.4.1.2.1. GSIP superficiales de flujo radial a)rotor interno , b) rotor externo al estator [VILLS96]	31
Figura 1.4.1.2.2. GSIP de flujo radial con imanes embutidos en el rotor [SPOON96,3]	31
Figura 1.4.1.2.3. GSIP de flujo axial con devanado toroidal [HONO91].	32
Figura 1.4.1.2.4. GSIP superficiales de flujo transversal . [WEH88]	32
Figura 1.4.1.2.5. GSIP de flujo axial con imanes interiores [ZHAN96].	32

Figura 1.4.2.1 Topología de control: puente rectificador de diodos más chopper elevador	34
Figura 1.4.2.2 Convertidor resonante. [YILD99].	35
Figura 1.4.2.3 . Conexión a red empleada por [CHEN96,1]	37
Figura 1.4.2.4. Topología de convertidor con inversor de IGBT's [VILLS96]	39
Figura 1.4.2.5 Topología puente rectificador y puente inversor de IGBT's	40
Figura 2.2.2.1 Velocidad del viento media a la altura del buje de la aeroturbina con el modelo de turbulencia	54
Figura 2.2.2.2 Velocidad del viento media a la altura del buje de la aeroturbina con el modelo de ráfaga	55
Figura. 2.3.1.1 Curvas características $cp(\lambda)$ de una aeroturbina de paso variable	59
Figura 2.3.2.1 a) curva $cp(\lambda)$ y su aproximación polinómica (tercer orden), b) aproximaciones de 4º, 5º y 6º orden.	62
Figura 2.3.3.1 Esquema del emulador de la turbina	64
Figura 2.3.3.2 a) Variador de velocidad, b) máquina de corriente continua empleados en el emulador de la aeroturbina	65
Figura 2.4.1. Modelo simplificado del sistema de transmisión turbina-generador	67
Figura 2.4.2 Eje de transmisión sometido a torsión simple	69
Figura 2.5.1 Ejes de referencia	71
Figura 2.5.1.1 a) Bancada prototipo, b) Aerogenerador INCLIN 300 Neo instalado en campo.	74
Figura 2.6.1.1 Equivalente trifásico de un convertidor en fuente de tensión	78
Figura 2.6.2.1. Transistores de un convertidor trifásico	79
Figura 2.6.2.2. Estados posibles de un convertidor trifásico	81
Figura 2.6.2.3. Fasores activos genéricos	82
Figura 2.6.2.4. Distinción de zona en un convertidor trifásico, según el valor del índice de Modulación de amplitud	85
Figura 2.6.2.6: Impulsos de encendido de los semiconductores S1, S3 y S5 de la figura 2.6.2.1 para obtener un vector de tensión de salida para cada sector	91
Figura 2.6.2.7. Reproducción del vector de referencia para $\alpha=45^\circ$	92
Figura 2.6.2.8: tiempos activos y nulos en un sector normalizados (T_s) en función de α (º), a) $Ma=1$, b) $Ma=0,8$	92
Figura 2.6.2.9: a) Evolución del tiempo activos de un semiconductor, b) Referencia senoidal + 25% de componente de tercer armónico normalizados (T_s) en un periodo de la onda de tensión	93
Figura 2.6.3.1.1: t_a , t_b y t_0 según ((2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20) normalizados respecto	

a Ts para $Ma=1,07$. Zona Impracticable	95
Figura 2.6.3.1.2 Sector 1.Sobremodulación	97
Figura 2.6.3.1.3. Ángulos α_m y $60-\alpha_m$ en función del índice Ma en la primera zona de sobremodulación	98
Figura 2.6.3.1.4: Tiempos activos en un sector, en sobremodulación normalizados respecto a T_s , en función de α (°)	105
Figura 2.6.4.1.1 Ampliación zona de funcionamiento para un $Ma=Ma_2$	105
Figura 2.6.4.1.2 a) Funciones aproximación de $\alpha_m(Ma_2)$ y $60-\alpha_m(Ma_2)$ y función $\alpha_m(Ma_2)$	105
Figura 2.6.4.1.2 b) Evolución real del ángulo α con el índice Ma	105
Figura 2.6.4.1.3 a) Patrón de pulsos del interruptor S_1 en un período de la onda de salida para $mf=12$ b) onda cuadrada de tensión de salida	106
Figura 2.6.5.1 Señales PWM 0 y PWM 1 generadoras de los pulsos de disparo de S_1 en un período de muestreo	107
Figura 2.6.5.2 . Generación de pulsos S_1 en zona lineal con $Ma=0,7$.a)Moduladoras de PWM0, PWM1 y sector/10, b),c,g)) $mf=12$ d),e),g) $mf=54$.b),d) pulsos PWM0, PWM1 c),e) pulsos de S_1 f),g) Espectro armónico de la tensión de línea generada.	108
Figura 2.6.5.3. Moduladora de S_1 para valores de $Ma =1$, $Ma=1,04$ y $Ma=1,148$	109
Figura 2.6.5.4. d_1 , d_2 (---) y d_0 de la salida PWM0 en función de Ma	109
Figura 2.6.5.5. Esquema general del sistema de generación de pulsosde disparo de los 6 IGBT's del convertidor del lado del generador.	109
Figura 2.7.1. Tarjeta DS1102	112
Figura 2.7.1.1 Un panel de control desarrollado en COCKPIT para el arranque del sistema turbina/generador	114
Figura 2.7.1.2 Visualización de variables con TRACE.	115
Figura 2.7.1.3 Interacción Programas / tarjeta dSPACE DS1102	115
Figura 2.7.2.1 Arquitectura de la tarjeta dSPACE DS1102	117
Figura 3.1.2.1.1. Diagrama vectorial en p.u. ($I_d=0$)	125
Figura 3.1.2.1.2 a) Evolución de la corriente del generador con la velocidad ($i_d^*=0$), b) Evolución de fem y la tensión con la velocidad ($i_d^*=0$)	126
Figura 3.1.2.1.3 a) Evolución del factor de potencia con la velocidad ($i_d^*=0$), b) Evolución de la potencia con la velocidad ($i_d^*=0$)	127
Figura 3.1.2.1.4 Diagrama vectorial (p.u.) en zona de debilitamiento de flujo	127
Figura 3.1.2.1.6 Evolución de los fasores de f.e.m y tensión para la estrategia de $\cos(\varphi)=1$ desde 75 a 330 rpm	128
Figura 3.1.2.1.7 Diagrama vectorial (p.u.) cuando el GSIP trabaja con rendimiento máximo	129

Figura 3.1.2.1.8 a) Evolución de la corriente y de sus componentes con la velocidad b) Evolución de fem y la tensión con la velocidad (id de máximo rendimiento)	133
Figura 3.1.2.1.9 Evolución del factor de potencia con la velocidad para la estrategia de máximo rendimiento	133
Figura 3.1.2.1.10 a) Pérdidas en el hierro, b) pérdidas en el cobre c) pérdidas mecánicas, en el intervalo de velocidad [0,330] rpm, para las estrategias de: $I_d=0$, $\cos(\varphi)=1$ y máximo rendimiento.	134
Figura 3.1.2.1.11: Rendimiento en el intervalo de velocidad [0,330] rpm , para las estrategias de: $I_d=0$, $\cos(\varphi)=1$, y máximo rendimiento.	134
Figura 3.1.2.2.1 Diagrama vectorial del GSIP en zona de debilitamiento de flujo	135
Figura 3.1.2.2.2 Evolución de a) la corriente y de sus componentes b) componentes de la tensión de fase, en zona de debilitamiento de flujo	136
Figura 3.1.2.2.3 Evolución del factor de potencia con la velocidad, en zona de debilitamiento de flujo	136
Figura 3.1.3.1 a) Tensión, b) $\cos(\varphi)$, c) I_d , d) corriente, e) i_q , f) potencia en todo el rango de velocidades. Antes de debilitar flujo : estrategia $i_d=0$ (- -), estrategia $\cos(\varphi)=1$ y estrategia de máximo rendimiento.	137
Figura 3.1.4.1 Curvas B(H) y J(H) típicas de los imanes permanentes de NdFeB	138
Figura 3.1.4.2 Curvas B(H) y J(H) de los imanes permanentes de NdFeB VACODYM 383 empleados en el prototipo [VACODYM]. Puntos de trabajo en B(H): P1, Plim(por encima del codo de la curva) P2(irreversible) a 100 °C..	139
Figura 3.1.4.2 Diagrama fasorial simplificado en caso de cortocircuito	143
Figura 3.2.1. Esquema de regulación del GSIP	146
Figura 3.2.2.1 Lazo de regulación de corriente	148
Figura 3.2.2.2. Respuesta del sistema simulado ante cambios de la consigna	151
Figura 3.2.2.3 a)) Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo y discreto para una frecuencia de muestreo $f_s= 3000$ Hz	152
Figura 3.2.2.3 b) Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo y discreto para una frecuencia de muestreo $f_s= 1000$ Hz	152
Figura 3.2.2.4 Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo $f_s= 3000$ Hz	152
Figura 3.2.3.1.1 Esquema de regulación del GSIP en zona de debilitamiento de campo	154
Figura 3.2.3.1.2 Variación de la referencia de I_d en zona de debilitamiento de campo y tensión correspondiente a) sin retardo , b) con retardo	155
Figura 3.2.3.2.1. Esquema de regulación del rectificador	155
Figura 3.2.3.2.2 Lazo de regulación de tensión y lazo interno de corriente directa	156
Figura 3.2.3.2.2 Diagrama de Bode en amplitud y fase del bucle interno(sistema $G(s)$)	157

Figura 3.2.3.2.3. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo externo de regulación de tensión	158
Figura 3.2.3.2.4 Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo $f_s = 3000$ Hz	158
Figura 3.3.1. Circuito equivalente monofásico del GSIP.	159
Figura 3.3.2 Diagrama de límites de funcionamiento del GSIP y su convertidor a la velocidad asignada.	161
Figura 3.4.1 : a) el pulso índice y la señal posición del flujo máximo estatórico, b) la señal $e_{ab}(t)$ medida	164
Figura 3.4.2.1 Diagrama de bloques del subsistema de entradas analógicas de la tarjeta DS 1102	166
Figura 3.4.2.2 Seguidor de emisor para la protección de las entradas analógicas de la tarjeta DS 1102	167
Figura 3.4.3.1: esfuerzos de cortadura en el eje de transmisión	167
Figura 3.4.3.2 Esfuerzo cortante máximo en un punto exterior del eje de transmisión	168
Figura 3.5.1.1 Respuesta obtenida con el modelo de simulación a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente I_d	170
Figura 3.5.1.2 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente I_d .	170
Figura 3.5.2.1 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente I_q . a) referencia $(-)$ y respuesta de I_q , b) I_d y referencia $I_d^* = 0$	171
Figura 3.5.2.2 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente I_q . a) corriente estatórica b) velocidad de giro.	172
Figura. 4.1.1 Equivalente trifásico del inversor unido a red	178
Figura 4.1.2. Esquema de regulación del inversor en el prototipo de la aplicación	179
Figura 4.2.1 Respuesta del bucle de corriente ante un escalón de la referencia	181
Figura 4.2.2 Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo y discreto para una frecuencia de muestreo $f_s = 3000$ Hz	182
Figura 4.2.3 Diagramas de Bode continuo y discreto para una frecuencia de muestreo $f_s = 3000$ Hz	182
Figura 4.2.4. Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo $f_s = 3000$ Hz	183
Figura 4.2.5 Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo $f_s = 3000$ Hz	183
Figura 4.3.1.1 Circuito equivalente monofásico para el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor	185
Figura 4.3.1.2 Diagrama fasorial	186
Figura 4.3.1.3 Evolución del diagrama fasorial llevado a ejes PQ	187
Figura 4.3.1.4 Diagrama de límites de funcionamiento en ejes PQ	189

Figura 4.3.2.1.1 Diagrama de límites de funcionamiento al variar U_{DC}	191
Figura 4.3.2.1.2 Diagrama P/Q al variar U_{DC}	192
Figura 4.3.2.1.3.Evolución de a) $\cos\phi$ b) potencia reactiva (pu), con U_{DC}	192
Figura 4.3.2.1.4.Evolución de la potencia activa $p_{max}(pu)$ (con $\cos\phi=1$) con $u_{DC}(pu)$	193
Figura 4.3.2.2.1 Variación del diagrama P/Q de límites de funcionamiento al incrementar la reactancia de conexión x_{red} (de 0,015 a 0,025 pu)	194
Figura 4.3.2.2.2 Variación de $q_{max}(pu)$ al incrementar la reactancia de conexión x_{red}	195
Figura 4.3.2.3.1 Evolución del diagrama de límites de funcionamiento al variar la relación de transformación ($r_t=N1/N2$) entre 0,7 y 1,3.	196
Figura 4.3.2.3.2 Evolución de la potencia activa ($\cos\phi=1$) al variar la relación de transformación ($r_t=N1/N2$) entre 0,5 y 1,2.	197
Figura 4.3.2.3.3 Evolución de la potencia reactiva (para $p=1$ pu) al variar la relación de transformación ($r_t=N1/N2$) entre 0,5 y 1,2.	197
Figura 4.3.3.1.1. Convertidor electrónico	199
Figura 4.3.3.1.2 a) onda de corriente de red, b) tensión de fase de salida del inversor	200
Figura 4.3.3.1.3 Contenido en armónicos de la corriente.	200
Figura 4.3.3.2.1 Diagramas P/Q de límites de funcionamiento del inversor en estudio para tensiones de conexión a red de 132 y 230 V, $P_{max}=3000$ W, $U_{DC}=550$ V, $M_a=0,9$ y $X_{red}=1,13 \Omega$	201
Figura 4.3.3.2.2 Diagrama de límites de funcionamiento para el prototipo construido	202
Figura 4.3.4.1.1. Límites I_d/I_q (pu) para $M_a=0,9$ y $M_a=1$ ($U_{DC}=400$ V, $U_f=132$ V)	204
Figura 4.3.4.1.2. Límites I_d/I_q (pu) para $M_a=1$ y $M_a=1,15$ ($U_{DC}=550$ V, $U_f=230$ V)	205
Figura 4.4.1.1: Tensión u_{bc} medida (p.u.) y señal cuadrada generada por el paso por cero.	206
Fig. 4.4.1.2 Comparador para la detección del paso por cero de la tensión u_{bc}	207
Figura 4.4.1.3 Medidas experimentales: a) entrada digital : pulsos de paso por cero de u_{bc} ; b) registro "posición" ; c) registro "sector" en un tiempo $4T$.	208
Figura 4.4.2.1 Panel desarrollado para controlar los parámetros involucrados en la regulación del inversor en tiempo real	209
Figura 4.4.2.2 Visualización de variables con Trace. Pantalla capturada durante una de las pruebas experimentales:	209
Figura 4.5.1.1 a) Diagrama de límites $P(W)/Q(VAr)$ con $X_{red}=13,5 \Omega$. Referencias de potencia impuestas al inversor, b) Diagrama de límites P/Q con $X_{red}=1,13 \Omega$.	201
Figura 4.5.1.2 a) Respuestas $P(W)$ (--) y $Q(VAr)$ (--) dentro de los límites de funcionamiento, b) tensión (pu) y corriente (pu) inyectada en la red c) Espectro armónico de la corriente ($h=2$ to 100)	211
Figura 4.5.1.3: a) Respuestas $P(W)/Q(VAr)$ para $M_a>1,15$, b) Tensión de red (pu) y	212

corriente inyectada en la red (pu) c)Espectro armónico de la corriente (h=2 to 100)	
Figura 4.5.1.4 a)Respuesta Q(VAr) para Ma=1,2; b)Tensiónde red y corriente inyectada (pu)213
Figura 4.5.1.5 Evolución dela forma de onda de la corriente al aumentar Ma213
Figura 4.5.1.6 Cambio en la consigna de Q a la zona inductiva: a) Q(Var, b) u (pu), i(pu), c)U _{DC} (V)214
Figura 4.5.2.1 a) Cambio en la referencia de U _{DC} (V), b) corriente (A)215
Figura 4.5.2.2 a) Cambio en la referencia de U _{DC} (V), b) corriente (A)215
Figura 4.5.2.3 a) Cambio en la referencia de U _{DC} (V), b) corriente (A)215
Figura 4.5.3.1 Tensión de línea (V) a la salida del inversor para Ma=1, Ma=1,04 , Ma=1,09 , Ma=1,12 y Ma=1,16216
Figura 4.5.3.2: Espectro armónico de la tensión para varios valores de Ma.217
Figura 5.1.1.1 a) Curvas de potencia y b) curvas de par de la aeroturbina en función de la velocidad de giro para vientos de velocidad media entre 9 y 14 m/s224
Figura 5.1.1.2 : Frecuencia de aparición (%) de la velocidad del viento media en un emplazamiento típico y función de aproximación de Weibull $f(v,2,6)(\%)$226
Figura 5.1.1.3. Posibles curvas de potencia de la aeroturbina del prototipo en función del radio. Curva que optimiza la expresión (5.1.1.6)(- - -)229
Figura 5.1.1.4 Comparación de curvas de potencia de aerogeneradores comerciales.230
Figura 5.1.1.5. Curva de potencia del aerogenerador LW-18/80 (en trazo grueso : función cúbica de la velocidad)230
Figura 5.1.1.6. Curva de potencia del aerogenerador J-48 (en trazo grueso: función cúbica de la velocidad)230
Figura 5.1.1.7 Potencia (pu) en función de la velocidad de giro(pu)231
Figura 5.1.1.8 Coeficiente de potencia frente a) a la velocidad de giro (pu) y b) frente a la velocidad del viento(m/s) (en trazo grueso: carga parcial)231
Figura 5.1.1.9 a) rampa de viento (m/s), b) par de referencia(---) y par del generador(---) (Nm)232
Figura 5.1.1.10. (---) Par del generador frente a velocidad de giro del generador,(- - -) Referencia de par del generador $T^*(\Omega_g)$233
Figura 5.1.2.1. Generación de la consigna de par del generador. Control directo235
Figura 5.1.2.2. Generación de la consigna de par del generador. Control indirecto.236
Figura 5.1.2.3. Control del aerogenerador.238
Figura 5.1.2.4 Potencia generada según el método de control aplicado directo o indirecto y según la consigna de corriente Id238
Figura 5.1.3.1.Esquema de regulación del paso de pala241

Figura 5.1.3.3 Curvas $cp(\lambda, \beta)$. Evolución del punto de funcionamiento de la aeroturbina a plena carga	241
Figura 5.1.3.4 Bucle externo de control de la aeroturbina	242
Figura 5.1.4.1 Pérdidas y potencia generada (W) en función de la velocidad de giro (rpm).	243
Figura 5.2.1.1.1. Carga del condensador	247
Figura 5.2.1.1.2 a) Velocidad del viento (m/s) y b) Velocidad de giro(pu) (en el proceso de arranque	247
Figura 5.2.1.1.3 a) par del generador (Nm), b) potencia del generador, en el proceso de arranque.	248
Figura 5.2.1.2.1 a) Escalón de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)	249
Figura 5.2.1.1.2 a) $I_q(A)$ y referencia , b) Coeficiente de potencia	249
Figura 5.2.1.2.1.1 $I_q^{*}(\text{---})$ e I_q (a), I_d (b), tensión (c), ante una rampa de I_q hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas por simulación cuando se usa un calculador.	250
Figura 5.2.1.2.1.2 $I_q^{*}(\text{---})$ e I_q (a), I_d (b), tensión (c), ante una rampa de I_q hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas por simulación cuando se usa un regulador externo.	251
Figura 5.2.1.2.1.3.1 a) $I_q^{*}(\text{---})$, I_q (---), b) I_d ante un escalón de I_q hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas experimentalmente	251
Figura 5.2.1.2.1.3.2 Evolución de la tensión del GSIP ante un escalón de I_q hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo	252
Figura 5.2.1.2.3 a) Ráfaga de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)	253
Figura 5.2.1.2.4 a) par del generador (Nm), b) potencia del generador (W)	253
Figura 5.2.1.2.5 a) $I_d(A)$ y referencia de I_d de máximo rendimiento, b) Coeficiente de potencia	253
Figura 5.2.1.2.6 a) Referencias de Par de la turbina y del par del generador(Nm), b) velocidad de giro (rpm)	254
Figura 5.2.1.2.7 a) Ráfaga de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)	255
Figura 5.2.1.2.8 a) par del generador (Nm), b) potencia del generador (W)	255
Figura 5.2.2 a) viento real (m/s) b) referencias de Par de la turbina y del par del generador (Nm) , c) velocidad de giro (rpm), d) coeficiente cp	256
Figura 5.2.3. a) Par y referencia de par enviada al generador (Nm), b) Velocidad de giro (rpm)	257
Figura A.1 Resultado del ensayo en vacío del generador síncrono Inclín 3000 Neo	263
Figura A.2 Resultado del ensayo en carga del generador síncrono Inclín 3000 Neo	264

LISTA DE SÍMBOLOS

A	área barrida por las palas
B	inducción magnética
B	coeficiente de rozamiento viscoso
c_p	coeficiente de potencia
$c_{p_{\max}}$	coeficiente de potencia máximo
d	ciclo de trabajo
E	valor eficaz de la fuerza electromotriz
e	energía cinética por unidad de volumen
E_o	f.e.m. de fase del generador en vacío
E_{on}	fuerza electromotriz en vacío a la velocidad nominal
F_{mm}	fuerza magneto motriz
f	frecuencia
f_o	frecuencia natural
f_s	frecuencia de muestreo
H	campo magnético
h	altura sobre el nivel del suelo
I_s	valor eficaz de la corriente de inducido
I_1	valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del inversor
I_B	corriente base
$i_{d,q}$	componentes de la corriente de salida del inversor
I_N	corriente nominal del generador
$i_{s_{d,q}}$	componentes de la corriente del generador
i_{sd}	proyección en el eje directo del fasor espacial de corrientes del estator
i_{sq}	proyección en el eje en cuadratura del fasor espacial de corrientes del estator
I_v	Intensidad de turbulencia
J_h	inercia de la turbina
J_{mec}	inercia de la máquina DC
k	estado del inversor
K_g	ganancia estática del generador
K_i	constante de integración del regulador PI
K_p	constante proporcional del regulador PI
$K_{p_{\max}}$	constante que relaciona la potencia máxima con la velocidad de giro
$K_{TP_{\max}}$	constante que relaciona el par que extrae potencia máxima con la velocidad de giro
L_r	inductancia propia del devanado de una fase del rotor
L_m	inductancia magnetizante

L_r	inductancia propia del rotor
L_{red}	inductancia de conexión a la red
L_s	inductancia propia del devanado de una fase del estator
M_a	índice de modulación de amplitud
M_a'	índice M_a para el ángulo α_m'
M_{a2}	índice de modulación de amplitud en la primera zona de sobremodulación
M_{a3}	índice de modulación de amplitud en la segunda zona de sobremodulación
M_r	inductancia mutua entre dos fases del estator
M_s	inductancia mutua entre dos fases del rotor
m_f	índice de modulación de frecuencia
P	potencia eléctrica
p	potencia eléctrica en p.u.
P_{mec}	potencia mecánica
pp	nº de pares de polos
R	radio de la turbina
R_{eje}	radio del eje del acoplamiento turbina – generador
R_{red}	resistencia de los elementos de conexión del convertidor a la red
R_s	resistencia del devanado de una fase del estator
S_{cc}	potencia de cortocircuito de la red
S_N	potencia asignada nominal
T	par electromagnético
t_0, t_7	tiempos de permanencia en estados nulos
t_a, t_b	tiempos de permanencia en estados activos
T_s	semiperíodo de muestreo
U	valor eficaz de la tensión de fase de la red
U_{1con}	valor eficaz del primer armónico de la tensión de fase de salida del inversor.
UB_f	tensión base de fase
$u_{d,q}$	componentes de la tensión de fase de la red
U_{DC}	tensión del bus de continua
U_f	valor eficaz de la tensión de fase del generador
$u_{sd,q}$	componentes de la f.e.m. de fase del generador
u_{sd}	proyección en el eje directo del fasor espacial de tensiones del estator
u_{sq}	proyección en el eje en cuadratura del fasor espacial de tensiones del estator
v	velocidad del viento
v_0	representación del fasor de tensión del convertidor en un estado nulo
v_c	velocidad del viento a la que se alcanza la velocidad nominal del generador
v_n	velocidad del viento a la que se alcanza la potencia nominal del generador
v_{sa}, v_{sb}	módulo de los fasores activos que delimitan un sector
W_{mag}	energía magnética almacenada en el campo
X_{red}	reactancia de conexión del convertidor a la red

X_s	reactancia propia del devanado de una fase del estator
Z_B	impedancia base
α	ángulo que forma el fasor de referencia con el vector activo v_{sa} del sector
α_m'	ángulo α en la intersección de la circunferencia de radio M_a con el límite del hexágono
β	ángulo de paso de pala
ξ	coeficiente amortiguamiento de la señal
ζ_{lim}	coeficiente de desmagnetización límite
ζ	coeficiente de desmagnetización
φ	factor de potencia
γ	ángulo que forma el fasor de tensión de referencia con el sistema de referencia giratorio
δ	ángulo formado por los fasores tensión y f.e.m
ψ	flujo magnético total
λ	coeficiente de velocidad específica
λ_{opt}	coeficiente de velocidad específica cuando c_p es máximo
λ_a	enlaces de flujo de la fase a
μ	coeficiente de viscosidad del aire
η	rendimiento del conjunto generador+convertidor
ρ	densidad del aire
σ_1	desviación estándar
τ_{con}	constante de tiempo del convertidor
τ_{eq}	constante de tiempo equivalente al tiempo de respuesta del bucle interno
τ_g	constante de tiempo del generador
τ_r	constante de tiempo del regulador
$\tau_{turbina}$	constante de tiempo de la turbina
Ω	velocidad del generador
Ω_N	velocidad de giro nominal del generador
Ω_B	velocidad de giro base del generador
Ω_t	velocidad de la turbina

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se realiza una pequeña introducción sobre el estado actual de sistemas eólicos, incidiendo en el de los sistemas de velocidad variable con generador directamente acoplado a la turbina. Se comentan los diversos tipos de generadores utilizados en sistemas eólicos de velocidad variable, y en especial las configuraciones existentes con generador síncrono de imanes permanentes, así como los convertidores de frecuencia habitualmente empleados.

Finalmente se resumen los principales objetivos de la Tesis.

$$\{ \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4 \}$$

$$\mathcal{M} = \{ \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4 \}$$

Let \mathcal{M} be a matroid of rank r on a ground set E . Let \mathcal{B} be a basis of \mathcal{M} . Let \mathcal{C} be a circuit of \mathcal{M} . Let \mathcal{D} be a dependent set of \mathcal{M} . Let \mathcal{E} be an independent set of \mathcal{M} . Let \mathcal{F} be a flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{G} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{H} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{I} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{J} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{K} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{L} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{M} be a matroid of rank r on a ground set E . Let \mathcal{B} be a basis of \mathcal{M} . Let \mathcal{C} be a circuit of \mathcal{M} . Let \mathcal{D} be a dependent set of \mathcal{M} . Let \mathcal{E} be an independent set of \mathcal{M} . Let \mathcal{F} be a flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{G} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{H} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{I} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{J} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{K} be a k -flat of \mathcal{M} . Let \mathcal{L} be a k -flat of \mathcal{M} .

$$\mathcal{M} = \{ \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4 \}$$

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Estado actual de los sistemas eólicos

La confianza en los sistemas eólicos de generación de energía eléctrica se ha incrementado notablemente en la última década, no solamente entre la opinión pública sino incluso entre los sectores más reacios del negocio energético. La energía eólica es vista por la opinión pública como una fuente de empleo local y vía de desarrollo del entorno, sin graves incidencias negativas sobre el medio ambiente. La gran aceptación de esta energía por la opinión pública junto con la rentabilidad de las instalaciones ha contribuido y contribuye a su rápido desarrollo.

La Unión Europea es el espacio político que se ha situado en cabeza del desarrollo de la energía eólica, inicialmente movida por intereses ambientales y en la actualidad por la realidad tecnológica y comercial. En todos los países miembros se aplican condiciones comerciales específicas para la electricidad generada a partir de energía eólica; en general, se asumen tarifas especiales de conexión a la red de transporte o distribución. Es previsible que antes del año 2010, la potencia eólica instalada en los países miembros sobrepase los 25.000 MW, lo que supondría del orden del 2% de la generación de electricidad en la Unión Europea.

Las expectativas de futuro de la energía eólica son muy favorables [MED99]:

- Los costes de generación eólica tienden a reducirse gracias a máquinas de mayor potencia, y eficiencia, parques mayores, etc. Así, mientras que a principios de los años noventa la potencia unitaria de los aerogeneradores era de poco más de 100 kW; en la actualidad se están instalando máquinas comerciales de más de 1500 kW de potencia. Con todo ello se prevé que en un futuro próximo los costes serán inferiores a 7 ptas/kWh.
- Es previsible que existan líneas de crédito especiales para las energías limpias. Por la estructura del negocio eólico, si las instalaciones se construyen con tipos de interés del dinero bajos, el resultado económico de la energía eólica será bueno.
- Se insiste en la aplicación de tasas que graven la emisión de gases de efecto invernadero, o en premios a la generación limpia en el entorno de las 1,5 ptas/kWh.

En España la mayoría de las previsiones apuntan a que los recursos eólicos pueden sobrepasar de forma significativa los 10.000 MW; durante la segunda mitad de la década de los ochenta comenzó la construcción de parques eólicos experimentales y de demostración. Las primeras instalaciones comerciales son del año 1992. En esta década se pusieron en funcionamiento más de 1.400 MW de potencia eólica en parques comerciales.

Actualmente, el ritmo de construcción de nuevos parques se sitúa en el entorno de los 500 MW anuales, con tendencia a incrementarse. Esto hace suponer que para el año 2010 se puede haber sobrepasado los 7.000 MW de potencia instalada. Esto podría suponer el 6% de la demanda eléctrica en estas fechas. Varias Comunidades Autónomas han adoptado posturas muy favorables al desarrollo de la energía eólica mediante los denominados "Planes estratégicos". Esto ha favorecido el crecimiento de la potencia instalada, en particular en: Galicia, Navarra, Aragón y Castilla León.

Sin embargo, es preciso mejorar algunos aspectos fundamentales, tales como :

- Reforzar la capacidad de las redes eléctricas a las que evacuar la electricidad generada mediante la energía eólica.
- La puesta a punto de métodos de predicción del viento a corto plazo, de modo que la energía eólica pueda participar en el mercado diario de energía eléctrica.
- Mejora de la tecnología asociada. En este sentido, en la actualidad se trabaja en aspectos tales como:
 - Diseño de turbinas eficientes para emplazamientos con vientos reducidos
 - Turbinas con paso de pala independiente para cada pala
 - Diseño de palas flexibles
 - Mejora de los sistemas velocidad variable.
 - Incremento de la fiabilidad mediante medidas tales como la supresión de la caja multiplicadora (generadores directamente acoplados a la turbina).

En los apartados que siguen se tratan estos dos últimos aspectos.

1.2. Los sistemas de velocidad variable frente a los sistemas de velocidad fija

Los primeros sistemas eólicos fueron sistemas de velocidad fija. En este tipo de sistemas el generador está directamente acoplado a la red, por lo que la velocidad del rotor es fija (o variable entre límites muy estrechos) cualquiera que sea la velocidad del viento incidente. La gran dependencia que tienen la potencia y el par mecánico con la velocidad del viento incidente hace que en aerogeneradores rígidamente unidos a la red eléctrica donde la velocidad de giro viene impuesta por la frecuencia, las oscilaciones del viento provoquen perturbaciones de la potencia inyectada a la red y de tensión en el punto de conexión del aerogenerador; además, los pares pulsantes provocan fatiga en el eje, en las palas y elementos de la transmisión. Esto provoca un necesario sobredimensionado de los elementos mecánicos, así como una peor calidad de suministro de la energía entregada a la red eléctrica.

El generador de inducción, al permitir un ligero deslizamiento de su velocidad de giro, suaviza las variaciones de potencia activa inyectadas a la red en caso de ráfagas y reduce la fatiga en el eje por lo que es el fundamentalmente empleado sistemas eólicos de velocidad fija.

Existen aerogeneradores de dos velocidades de giro distintas, que permiten aprovechar de forma aceptable vientos de velocidades reducidas y de velocidad elevada. En este tipo de aerogeneradores se utilizan generadores asíncronos con dos devanados estatóricos [HEIER98]. En [GRAU94] se realiza una extensa comparación entre los sistemas de velocidad fija, de dos velocidades y de velocidad variable.

Como conclusión del trabajo realizado por A. Grauers, es posible asegurar que los sistemas eólicos de velocidad variable son más eficientes que los de velocidad constante en emplazamientos con velocidades medias del viento reducidas. La principal desventaja de los sistemas de velocidad variable respecto a los de velocidad fija reside en el incremento de las pérdidas asociadas al convertidor de frecuencia y al generador cuando la velocidad del viento supera un determinado valor (en torno al 0,7 pu respecto a la velocidad del viento mínima a la que se alcanza la potencia nominal) [GRAU94]. Mediante un control adecuado del generador es posible minimizar las pérdidas del conjunto convertidor-generador. Éste es uno de los objetivos de la presente tesis.

La evolución experimentada por los semiconductores de potencia ha permitido que se desarrollen los sistemas eólicos de velocidad variable actualmente en funcionamiento. En estos sistemas, la velocidad de giro del rotor varía (al menos en parte del intervalo de operación) con

la velocidad del viento incidente. La fabricación de microprocesadores de mayor potencia de cálculo y menor tiempo de procesamiento facilita la aplicación de algoritmos de control avanzados y el progreso de las técnicas de regulación de estos sistemas.

En la Tabla 1.2 se presenta una panorámica general del tipo de generador y de la tecnología de los principales fabricantes de aerogeneradores, así como de la cuota de potencia instalada a finales del año 1997. El 24 % restante de los aerogeneradores instalados corresponde a otros fabricantes, que emplean generalmente generadores aislados, de baja potencia.

<i>Fabricante</i>	<i>Generador</i>	<i>Tecnología</i>	<i>Conexión a red</i>	<i>% Mercado</i>
Vestas	Inducción de rotor devanado	Velocidad fija	Directa	19
Gamesa	Inducción de rotor devanado	Deslizamiento variable	Directa	
MADE Bonus Jacobs NEG-MICON Nordex	Inducción de doble estator, rotor de jaula de ardilla	Dos velocidades Constantes (estator con 4/6 polos o 6/8 polos)	Directa	38
Enercon Lagerwey	Síncrono de rotor devanado	Velocidad variable	Convertidor AC-DC-AC	15
GeneSys Jeumont	Síncrono de imanes permanentes	Velocidad variable	Convertidor AC-DC-AC	
DeWind Tacke Zond	Inducción de rotor devanado, 6 polos	Velocidad variable	Directa, con inversor de IGBT's en el rotor	4

Tabla 1.2 : Tipo de generador y tecnología asociada de los principales fabricantes de aerogeneradores (fin 1997).

Las principales ventajas derivadas del empleo de sistemas de velocidad variable en generación eólica son [MANWE91] :

1. Permite que la turbina trabaje en el entorno del punto óptimo de la curva de potencia (capítulo 2.3) en un rango determinado de velocidades del viento, lo que se traduce en un incremento de la energía capturada (hasta un 6% más, dependiendo del tipo de palas y emplazamiento) [CARL96,1].
2. Permite que el rotor acelere durante las ráfagas y decelere una vez pasadas éstas. Con ello se almacena en forma de energía cinética parte de la energía del viento y se entrega la energía almacenada a la red cuando el viento amaina.
3. Permite que los pares pulsantes debidos a la turbulencia produzcan una ligera fluctuación de la velocidad en lugar de una deformación del eje. Esto conlleva una reducción de la fatiga del eje.

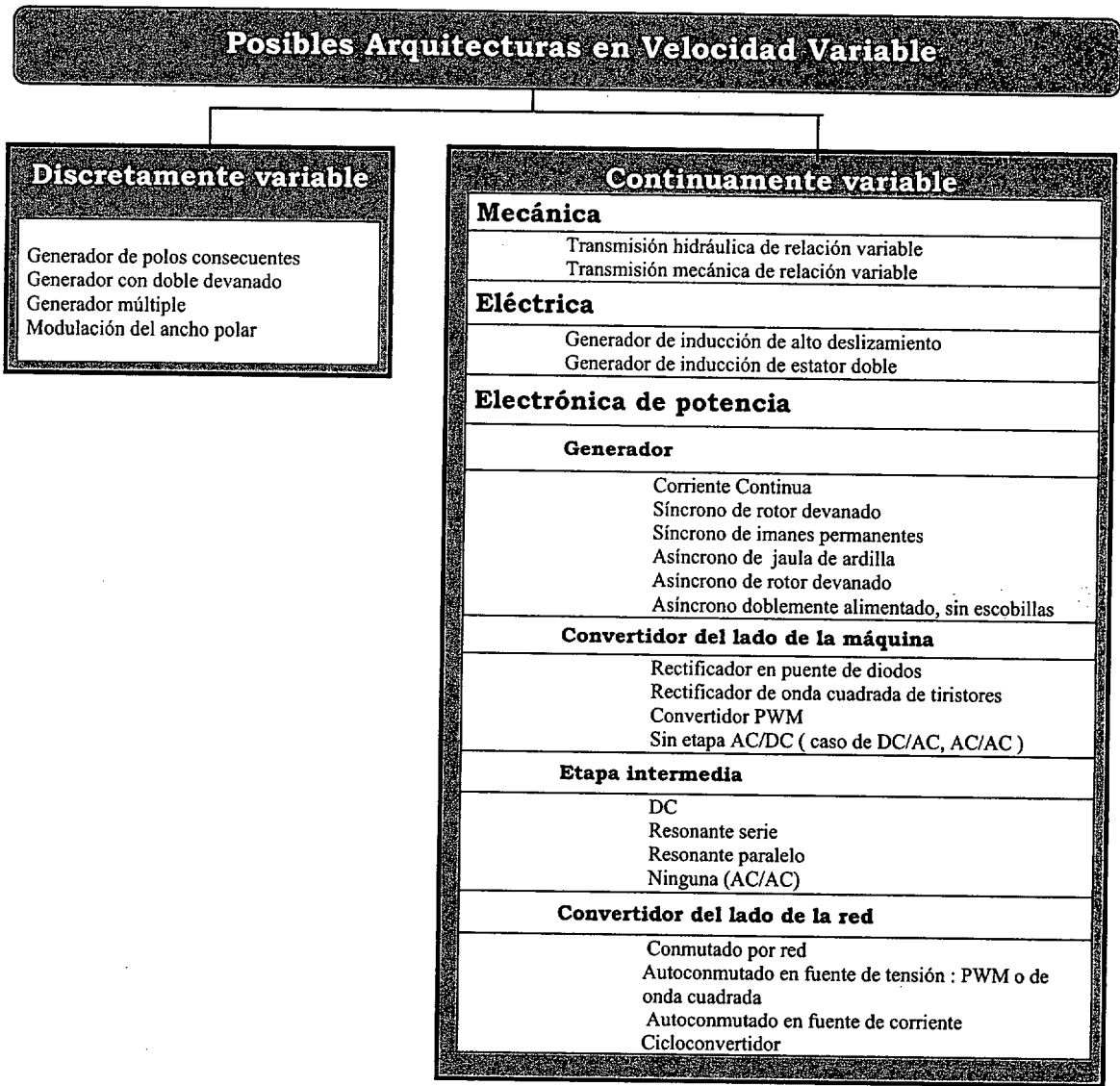


Figura 1.2 Posibles arquitecturas de sistemas eólicos de velocidad variable

4. El control del sistema en parte del intervalo de funcionamiento, recae sobre el convertidor electrónico del generador. Con ello se reduce la actuación sobre el control del paso de pala, que somete al sistema a mayores esfuerzos.
5. Mejor capacidad de regulación de potencia activa y posibilidad de regulación de potencia reactiva.
6. Las secuencias de arranque y parada son más eficientes gracias a la flexibilidad que proporciona el sistema de control.
7. Es posible adecuar mejor la operación de la turbina al emplazamiento.
8. A bajas velocidades del viento, la velocidad de la turbina es menor, reduciéndose el nivel de ruido emitido.

En la figura 1.2 se resumen las posibles arquitecturas que es posible encontrar en los sistemas eólicos de velocidad variable.

1.3 Sistemas con generador directamente acoplado a la turbina

Una de las soluciones más atractivas que han aparecido en los últimos años consiste en la eliminación de la caja multiplicadora que adecua la velocidad de giro de la turbina a la del generador. De este modo se elimina uno de los elementos más sujetos a fallos y se incrementa la fiabilidad del sistema.

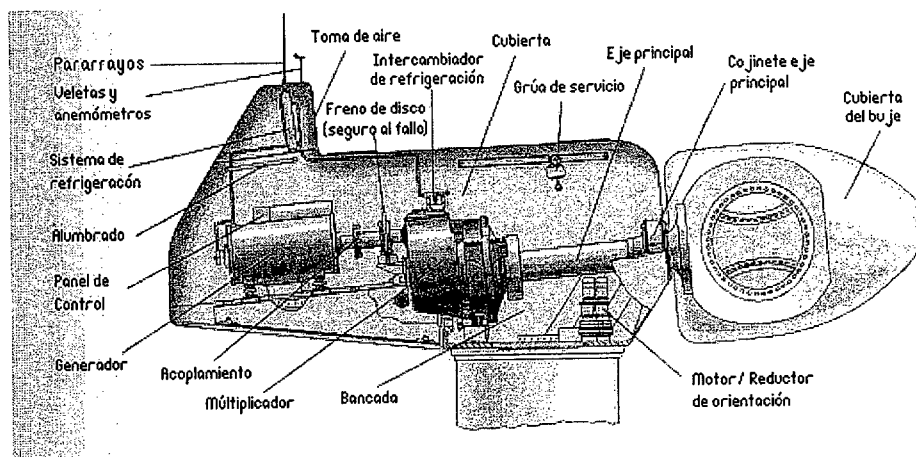


Figura 1.3. Disposición general de los componentes de un aerogenerador dentro de la góndola

En la figura 1.3 se muestra un esquema general de los componentes de una aeroturbina clásica. Es de destacar el considerable tamaño del multiplicador de velocidad del tren de engranaje.

Otras ventajas derivadas de la eliminación de la caja multiplicadora provienen de la disminución de los requerimientos de mantenimiento y de las pérdidas asociadas. Se ha de mencionar también la reducción del ruido emitido por la aeroturbina.

Sin embargo la eliminación del multiplicador de velocidad conlleva la necesidad de incorporar generadores de baja velocidad, con elevado número de polos (con el consecuente aumento del tamaño del generador). En general, el diámetro de estos generadores es inversamente proporcional a la masa de material electromagnéticamente activo, por lo que se ha de buscar un compromiso entre el coste del material y los problemas asociados a la construcción, transporte y montaje de generadores de grandes diámetros. El análisis global del coste de los sistemas eólicos con y sin caja multiplicadora realizado por Dubois [DUB00] concluye que el coste de los sistemas directamente acoplados es superior (hasta un 30%) al de los sistemas con caja multiplicadora, a pesar de que el coste de la caja multiplicadora es el 12% del coste total [CATTO96] del sistema. Sin embargo, en [DUB00] se expone que, las ventajas que potencialmente conlleva la eliminación del multiplicador de velocidad, justifican el esfuerzo que se está haciendo en el desarrollo de estas máquinas. Se ha de destacar que de los fabricantes mencionados en la Tabla 1.2, sólo Enercon, Lagerwey, Jeumont y GeneSys (hoy en día desaparecido) no incorporan multiplicador de velocidad en sus sistemas.

1.4 Sistema eléctrico

Los principales equipos eléctricos de un sistema eólico de velocidad variable son el generador y el convertidor de frecuencia. A continuación se expone brevemente la evolución y el estado actual de estos elementos.

1.4.1 Tipos de generadores utilizados en sistemas eólicos de velocidad variable

En la literatura científica se han propuesto numerosos sistemas de generación de energía eólica a velocidad variable utilizando una gran variedad de generadores: generadores asíncronos de jaula [BOSE97], generadores asíncronos de rotor devanado [PEÑA96], generador asíncrono con doble alimentación por el estator [BRUNE94], generadores síncronos de rotor devanado [VILLS97], generadores síncronos de imanes permanentes [SPOON96,1] y generadores de reluctancia.

La principal ventaja de los generadores asíncronos de rotor devanado es que el convertidor electrónico ha de ser dimensionado para una potencia que es una fracción de la potencia asignada de la máquina, ya que la mayor parte de la potencia se entrega por el estator, que se

encuentra conectado directamente a la red. En los generadores asíncronos de rotor en jaula, por el contrario, el convertidor electrónico ha de estar dimensionado para toda la potencia de la máquina, además de proporcionar la potencia reactiva precisa para magnetizar la máquina.

El cualquier caso, cuando se utilizan generadores de inducción no es posible prescindir de la caja multiplicadora, ya que para ello es preciso que el generador tenga un elevado número de polos, con lo que su diámetro se hace excesivamente grande [JOCK96] y la corriente de magnetización alcanzaría niveles muy elevados. Esto redundaría en un factor de potencia bajo y un rendimiento pobre.

Un tipo de generadores que se presenta como muy prometedor es el generador de reluctancia directamente acoplados a la turbina. El precio de este tipo de generadores es muy competitivo pero su rizado de par es elevado.

Por su especial interés, los sistemas con generador síncrono serán tratados en un apartado independiente. En la actualidad, los sistemas sistemas eólicos de velocidad variable comerciales incorporan bien generadores asíncronos de rotor devanado bien, generadores síncronos (ya sea con devanado de excitación o con imanes permanentes).

En la Tabla 1.4.1 se resumen las principales ventajas y desventajas de los generadores asíncronos de rotor devanado frente a los generadores síncronos. Es de destacar que los generadores síncronos permiten un mayor margen de velocidades de giro de la máquina que los que incorporan generadores asíncronos de rotor devanado debido a que si se amplía el margen de velocidades de funcionamiento la tensión rotórica aumenta y con ello el dimensionado del convertidor electrónico rotórico.

	Asíncrono	Síncrono
Ventajas	Refrigeración cerrada Robustez	No necesita corriente reactiva magnetizante Puede conectarse directamente a un puente de diodos. Imanes permanentes: fácilmente multipolar
Desventajas	El estator necesita corriente reactiva magnetizante. Anillos y escobillas	Refrigeración por aire

Tabla 1.4. 1 Ventajas y desventajas de los generadores asíncronos de rotor devanado frente a los generadores síncronos

1.4.1.1 Generador síncrono con excitación independiente

La primera empresa que desarrolló sistemas eólicos con generadores síncronos directamente acoplados fue Enercon (generadores Enercon-40 de 500 kW y Enercon-66 de 1500 kW). Más tarde la empresa Lagerwey apostó por la misma tecnología (Lagerwey-45, de 750 kW). La potencia de estos generadores es elevada puesto que el precio del equipo auxiliar que requieren no depende apenas de la potencia del generador. Según un estudio realizado por el "Folkecenter for Renewable Energy" [VILLS97], un aerogenerador E40 tiene una captura energética superior entre un 5.3 y un 9.4% a la de un aerogenerador equivalente de velocidad fija (NORDTANK 500kW/41). Los mejores resultados se obtienen en zonas donde la velocidad media anual del viento es baja (5m/s).

El empleo de generadores síncronos de rotor devanado permite controlar de forma sencilla la tensión estatórica. Para adecuar la frecuencia de la energía eléctrica generada a la de la red se utiliza un convertidor de frecuencia compuesto por un puente rectificador, un circuito intermedio en continua y un inversor de tiristores conmutado por red [LAW83].

1.4.1.2 Generador síncrono de imanes permanentes.

El espectacular desarrollo de aleaciones de alto magnetismo remanente (Nd-Fe-B o Sa-Co) ha hecho posible que los generadores síncronos de imanes permanentes representen una alternativa muy interesante en la generación eólica a velocidad variable. El empleo de imanes permanentes elimina la necesidad de anillos rozantes e implica la eliminación de las pérdidas en el cobre del rotor; con lo que desaparece la necesidad de refrigeración del rotor, además se disminuye considerablemente el volumen de la máquina. Como es posible disminuir el paso polar, es posible construir generadores de mayor número de polos, que eliminan la necesidad de utilizar un multiplicador de velocidad para adecuar la velocidad de giro de la turbina y del generador. La velocidad asignada de los generadores síncronos utilizados en energía eólica está comprendida entre 20 y 200 rpm, dependiendo de la potencia nominal del generador.

La energía obtenida con un generador síncrono de imanes permanentes es mayor que la obtenida con otro tipo de generadores. Así, en [VILLS96] se muestra que un aerogenerador de imanes permanentes de 20 kW puede captar un 10% más de energía que un aerogenerador

asíncrono con convertidor de frecuencia y un 15% más que un aerogenerador asíncrono de la misma potencia a velocidad fija.

Tradicionalmente, el material más empleado en la fabricación de máquinas síncronas de imanes permanentes era la ferrita, debido a su bajo coste y excelente linealidad en la desmagnetización; sin embargo, su bajo magnetismo remanente limita su utilización. Los nuevos materiales empleados, son imanes fabricados mediante tierras raras, como el Samario-Cobalto (SmCo_5 o $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$), o el Neodimio-Hierro-Boro (Nd-Fe-B). Este último presenta un magnetismo remanente muy alto y una gran linealidad en la curva de desmagnetización aunque tiene el inconveniente de que la intensidad de campo decrece con la temperatura. El Samario-Cobalto presenta la mejor combinación de características pero es caro y solamente utilizable en aplicaciones especiales donde la reducción en tamaño y peso justifique el incremento en el coste.

Una de las configuraciones básicas de los generadores de imanes permanentes es aquella en la que los imanes van montados en la superficie del rotor mediante potentes adhesivos (generadores de flujo radial). Pueden llevar el rotor interno ([LAMP96,1], [CARL99]) o externo ([VILLS96],[JIAN98]), como es el caso del generador INCLIN 3000 Neo empleado en el prototipo de la presente Tesis. Para dotar de rigidez al rotor, el espacio interpolar se rellena de material no-ferromagnético y el conjunto va zunchado con materiales de alta rigidez, como fibra de vidrio o incluso zapatas polares atornilladas. La permeabilidad relativa de los diferentes tipos de imanes permanentes se sitúa en el rango de 1,02 y 1,2, además son materiales de alta resistividad; por ello, cuando los imanes van montados en la superficie, se puede considerar a la máquina como de polos lisos y con un entrehierro alto. Esto da lugar a que la inductancia de reacción de inducido sea la misma en los ejes directo y en cuadratura (apartado 2.5.1). Además, como el entrehierro es grande, la inductancia síncrona (suma de la inductancia de reacción de inducido y la de dispersión) es menor que en una máquina convencional.

Una mayor robustez mecánica se consigue si los imanes se encuentran embutidos en el interior del material ferromagnético del rotor (máquina de imanes interiores); por ello, esta configuración se emplea en aplicaciones que exijan mayores velocidades de giro. En este caso la reluctancia en la dirección del eje en cuadratura con el eje de los imanes es mucho menor que la reluctancia del eje directo. Por tanto, la máquina se comporta como de polos salientes, si bien, al contrario de lo que ocurre con las máquinas síncronas de polos salientes tradicionales, en este caso la inductancia de eje en cuadratura es mayor que la de eje directo.

En 1992 cinco organismos de distintos países europeos (entre ellos la Universidad de Leicester, la Universidad de Chalmers, y el Netherlands Energy Research Foundation) llevaron a cabo una investigación sobre el diseño de este tipo de generadores; en concreto se propuso un proyecto JOULE con el siguiente objetivo: preparar las especificaciones para el diseño y pruebas preliminares de alternativas de generadores eólicos de 500 kW directamente acoplados a la turbina; el proyecto incluía la construcción de un prototipo de 40 kW para evaluar su comportamiento[Joule,1]. A su vez se comenzó a investigar el tipo de convertidor más adecuado para este tipo de generadores[Joule,2].

En la actualidad, las topologías más importantes que existen de generadores síncronos de imanes permanentes (GSIP) para sistemas eólicos sin multiplicador de velocidad son:

- a) GSIP de flujo RADIAL, con imanes superficiales. El rotor puede ser interior [LAMP96,1], [GRAU96], [CARL99], [FENG92] o exterior [VILLS96], [JIAN98] al estator (figura 1.4.1.2.1). Es esta última disposición de los imanes la que corresponde al generador Inclín 3000 Neo empleado en el prototipo de la Tesis. Esta topología es la empleada con más frecuencia en sistemas aislados.



Figura 1.4.1.2.1. GSIP superficiales de flujo radial a) rotor interno, b) rotor externo al estator [VILLS96]

- b) GSIP de flujo RADIAL, de flujo concentrado (imanes embutidos en el rotor). [SPOON96,3] (Figura 1.4.1.2.2).

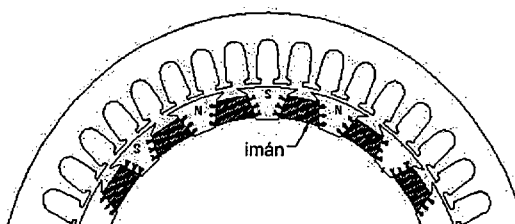


Figura 1.4.1.2.2. GSIP de flujo radial con imanes embutidos en el rotor [SPOON96,3]

- c) GSIP de flujo AXIAL con devanado toroidal (*Torus*). [HONO91], [SPOON92], [SODE96], [CARI92], [CHAL99], [MULJ99] (Figura 1.4.1.2.3).

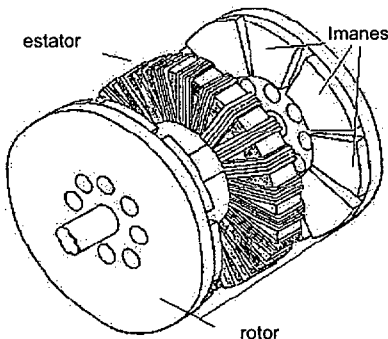


Figura 1.4.1.2.3. GSIP de flujo axial con devanado toroidal [HONO91].

- d) GSIP de flujo TRANSVERSAL [WEH88] (Figura 1.4.1.2.4).

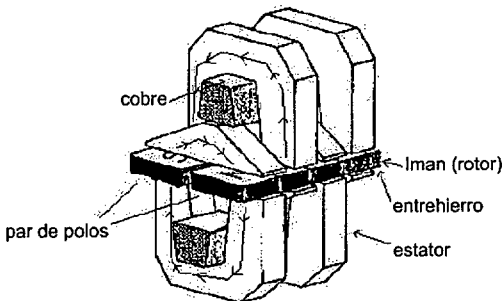


Figura 1.4.1.2.4. GSIP superficiales de flujo transversal [WEH88]

- e) GSIP de flujo AXIAL con imanes interiores [ZHAN96] (Figura 1.4.1.2.5).

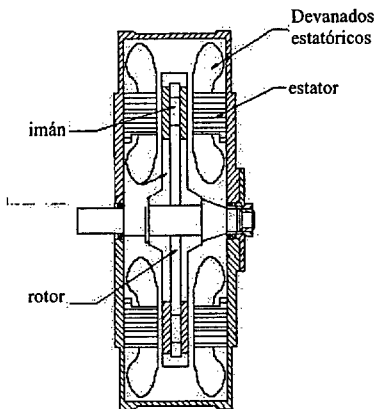


Figura 1.4.1.2.5. GSIP de flujo axial con imanes interiores [ZHAN96].

En la Universidad Tecnológica de Delft se ha realizado una extensa comparación entre las mencionadas topologías [DUBO00], en base al coste y a la densidad de par de los distintos generadores. La razón de elegir como criterio la densidad de par en lugar de la densidad de potencia es que los diversos diseños conducen a generadores de distintas velocidades asignadas (aunque todas ellas comprendidas entre los 10 y 49 rpm). A partir de los datos consultados en la bibliografía disponible, los citados investigadores obtienen las siguientes conclusiones:

- Tanto la densidad de par como el coste de los GSIP de flujo radial de flujo concentrado (b) y de imanes superficiales (a) es similar.
- Los GSIP diseñados con la topología *Torus* (c), tienen requieren un coste de material activo por unidad de par que es el doble del requerido por los **GSIP de flujo radial** (para cualquier diámetro).
- El **GSIP de flujo axial** con imanes interiores (e) presenta mejores prestaciones y menor coste que los GSIP de flujo radial con imanes superficiales y que los GSIP de flujo transversal (d).
- Es posible construir **GSIP de flujo transversal** (d) que cuesten la mitad que los GSIP de flujo radial con imanes superficiales (a) para la misma densidad de par.

En conclusión, es posible afirmar que la topología que mayor densidad de par tiene a menor precio es la topología GSIP de flujo transversal.

Entre los GSIP de media y alta potencia, directamente acoplados, que se han empleado o se emplean en la generación de energía a partir del viento, destacan los desarrollados por las empresas:

- Genesys (600 kW), 1997
- Jeumont (750 kW), 1997

Debido a la confidencialidad de los diseños se dispone de pocos datos técnicos de este tipo de generadores (en la Tabla 1.2 se resumieron sus principales características).

En España comienzan a desarrollarse prototipos de generadores multipolares para su utilización en sistemas eólicos de velocidad variable, como es el caso del grupo empresarial M. Torres, que en la actualidad se encuentra desarrollando un prototipo de 1500 kW [ELPAIS01].

1.4.2 Convertidores de frecuencia habitualmente empleados con los generadores eólicos de velocidad variable conectado a red

Como se indicó anteriormente, en un sistema eólico de velocidad variable con un generador síncrono de imanes permanentes es preciso conectar el generador a la red a través de un convertidor electrónico para adecuar la frecuencia de la tensión generada a la de la red.

Los convertidores más utilizados en los sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono, son los convertidores alterna-alterna con una etapa intermedia de corriente continua [SADRE97]. A continuación se mencionan las configuraciones más habituales empleadas en cada etapa del convertidor:

a) Rectificador del lado del generador:

- El rectificador más sencillo, el puente de diodos, es una alternativa barata y simple, pero no proporciona ningún grado de libertad, ya que tanto el factor de potencia como la relación entre la tensión en la etapa de c.c. y la tensión en la etapa de c.a. están dadas, por ello no permite controlar la tensión ni la corriente del generador. Esto imposibilita el realizar un seguimiento del punto de funcionamiento de la aeroturbina en el que se extraiga la máxima potencia. Con objeto de permitir dicho seguimiento el puente rectificador sólo se emplea en aquellos sistemas que incorporan un convertidor DC/DC o un inversor conmutado por red.

Así, en [VELT93], [CARL94], [GRAU96,2], [CHUN95] o en [CHEN98,2] se utiliza un esquema consistente en un puente rectificador de diodos, un chopper elevador (figura 1.4.2.1) y un inversor de IGBT's. La eficiencia de este convertidor a carga nominal es del

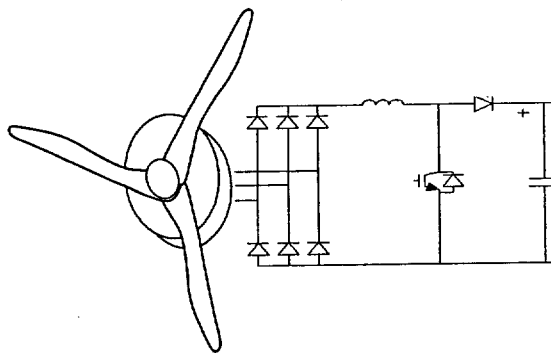


Figura 1.4.2.1 Topología de control: puente rectificador de diodos más chopper elevador

97%. Otro tipo de convertidor DC/DC utilizado consiste en un puente rectificador de diodos seguido de un convertidor resonante [YILD98] (figura 1.4.2.2).

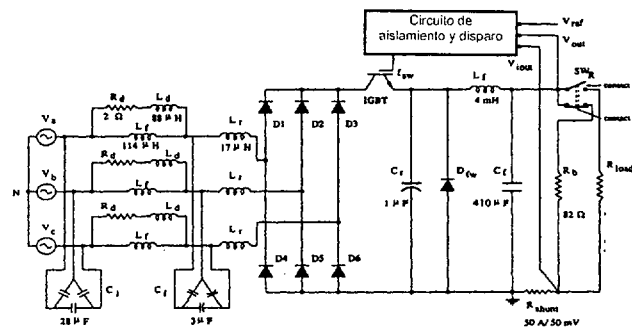


Figura 1.4.2.2 Convertidor resonante. [YILD99].

Los principales inconvenientes del empleo de un rectificador de diodos son :

- La corriente de salida del generador no es senoidal, con el consiguiente incremento de las pérdidas en el cobre y en el hierro del generador.
- La conmutación de los diodos conlleva caídas de tensión entorno al 5 % de la tensión de salida.
- El factor de potencia es elevado (próximo a la unidad), pero como se verá en el apartado 3.1 a veces es más eficiente trabajar con un factor de potencia distinto de la unidad.

Los rectificadores de diodos también se emplean en los sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono de rotor devanado [HOEI91],[CARL96,2] o [LAW83]. Sin embargo, en este caso el control de la tensión de salida del generador se realiza por medio de la intensidad de excitación del generador, por lo que no es necesario incorporar un convertidor DC/DC entre el puente de diodos y el inversor. Dado que sólo se dispone de una variable de control, es posible controlar la potencia activa pero no el factor de potencia. Además cuando este tipo de generadores va unido a un puente de diodos, ocurre que el devanado amortiguador ha de ser cuidadosamente diseñado para evitar problemas de inestabilidad [HOEI91].

- También es posible utilizar un rectificador controlado por modulación del ancho del pulso [VELT93], [GRAU96,2], [CHEN98,1], [GRAU99]. El tipo de semiconductores de potencia

utilizados depende de los requisitos de la aplicación, pero en general el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) es la mejor alternativa.

Las ventajas de utilizar un rectificador controlado en el lado de la máquina son las siguientes:

- Mediante un rectificador controlado es posible controlar el valor eficaz de la tensión y su desfase respecto a una referencia (la f.e.m. interna del generador). De esta forma, a diferencia de lo que ocurre con un puente de diodos, es posible conseguir la corriente deseada a la salida del generador y con el factor de potencia deseado. Ello permite trabajar con un factor de potencia capacitivo tal que la corriente precisa para desarrollar el par deseado sea mínima. Esto redundará en un mejor rendimiento para una potencia generada determinada. En la Tesis Doctoral realizada por Grauers [GRAU96] se obtiene el valor del ángulo de par con el que el dimensionado del conjunto generador-rectificador es el óptimo para una potencia dada.
- Con una adecuada modulación de los pulsos de disparo de los transistores del puente, es posible conseguir una corriente en la máquina con un contenido en armónicos muy reducido, con lo cual:
 - Se evitan los pares pulsantes, que ocasionan una fatiga en el eje. Estos pares, además, pueden provocar resonancias en caso de que su frecuencia coincida con la frecuencia de resonancia del tren de transmisión.
 - Las pérdidas en el cobre se reducen sensiblemente para un mismo valor del par en el eje. La disminución de pérdidas que se consigue utilizando un puente rectificador controlado en lugar de un puente de diodos es especialmente importante a bajas velocidades (potencia generada reducida), pues con ello se consigue reducir al máximo la velocidad del viento de conexión (cut-in), incrementando con ello el factor de capacidad de la instalación.
- El convertidor es reversible, es decir la transferencia de potencia puede ser en ambos sentidos.

Las desventajas de este tipo de convertidor son su mayor precio y la disminución del rendimiento, ya que las pérdidas en los diodos son menores que en los IGBT's.

b) Inversor del lado de la red:

Existen fundamentalmente dos tipos de inversores empleados para conectar la etapa de continua y la red en los sistemas eólicos de velocidad variable; estos son el inversor conmutado por red y el inversor PWM. Cada uno presenta una serie de ventajas y de inconvenientes. A continuación se analizarán someramente las diferentes topologías de inversores trifásicos aplicables a sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono. Estas son :

- El inversor conmutado por red, está formado por un puente de 6 tiristores unido a la red a través de unas reactancias de filtrado. Para su funcionamiento requiere consumir potencia reactiva.

Sus principales ventajas son su bajo coste y su elevado rendimiento. Pero presenta una serie de inconvenientes como su bajo factor de potencia (inferior a 0,9) y la introducción de armónicos de corriente en la red. Estos armónicos son de amplitud elevada y de orden bajo, por lo que se deben emplear filtros de red de gran tamaño [CARL94]; para que el filtro no sea excesivamente grande, es usual diseñar filtros que eliminen los armónicos de mayor contenido energético, estos son el quinto y el séptimo.

En [CHEN96,1] se utilizan cuatro inversores alimentados de la etapa de c.c. que proporcionan cuatro sistemas trifásicos desfasados entre sí. Para conectar las salidas de los inversores a la red se utiliza un transformador de cinco devanados (Fig. 1.4.2.3). Aunque con esta topología el contenido en armónicos de la onda de intensidad inyectada en la red es inferior, la solución propuesta sigue presentando el inconveniente de un bajo factor de potencia.

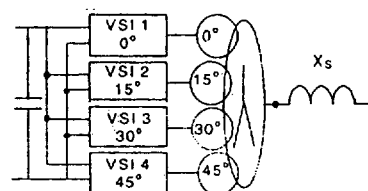


Figura 1.4.2.3 . Conexión a red empleada por [CHEN96,1]

Dado que este tipo de inversores incorpora tiristores, los inversores conmutados por red pueden alcanzar potencias elevadas (hasta 5 MW) [SVEN98].

- Los semiconductores utilizados en los inversores PWM deben poderse encender y apagar mediante una señal de control (o bien encender y apagar por puerta). En aplicaciones de menos de 600 kVA estos semiconductores suelen ser IGBT's. Para aplicaciones de más potencia se emplean GTO's, con la consiguiente reducción de la

frecuencia de conmutación y de la eficiencia y el aumento de la complejidad respecto al empleo de IGBT's. En la actualidad se continúa investigando en el desarrollo de semiconductores de potencias elevadas capaces de trabajar a frecuencias de conmutación grandes. Un ejemplo de ello son los tiristores controlados de puerta aislada (IGCT's), un tipo de semiconductor de alta potencia que combina las cualidades de los tiristores (como la baja resistencia en conducción, o su robustez) con las de los IGBT's (capacidad de apagado por puerta o los niveles de corriente de saturación). Por ejemplo las pérdidas de potencia por conmutación de un IGCT son entre tres y cuatro veces (depende de la tensión de trabajo) menores que las de un IGBT, mientras que la caída de tensión en conducción es la misma. Este tipo de semiconductores se están empleando en accionamientos comerciales de motores de inducción (ABB's ACS 1000MV Drive) para aplicaciones de potencias entre 400 hp y 6700 hp y tensiones de 2,3, 3,3 y 1,6 kV. El inversor PWM presenta una serie de ventajas como son :

- Cuando se utiliza en inversor conectado a la red, es posible controlar a voluntad el factor de potencia de la corriente inyectada a la red.
- Su funcionamiento es reversible, de modo que pueden transvasar potencia desde la etapa de c.c. a la red (funcionamiento como inversor) o viceversa (rectificador).

Es posible, por lo tanto, emplearlo en aplicaciones que requieran un elevado factor de potencia. Si el inversor está unido a una etapa de corriente continua en la que la tensión está impuesta, recibe el nombre de convertidor en fuente de tensión (VSI). En los inversores de conmutación forzada gracias a las técnicas de modulación del ancho del pulso (PWM), los armónicos de orden bajo son eliminados y los armónicos de mayor contenido energético pasan a tener el orden de la frecuencia de conmutación del inversor (entre 3 y 10 kHz). Esto conduce a una importante reducción del tamaño del filtro que se ha de conectar a la salida respecto al empleado en los inversores conmutados por red ([YILD98], [CHEN98,1]).

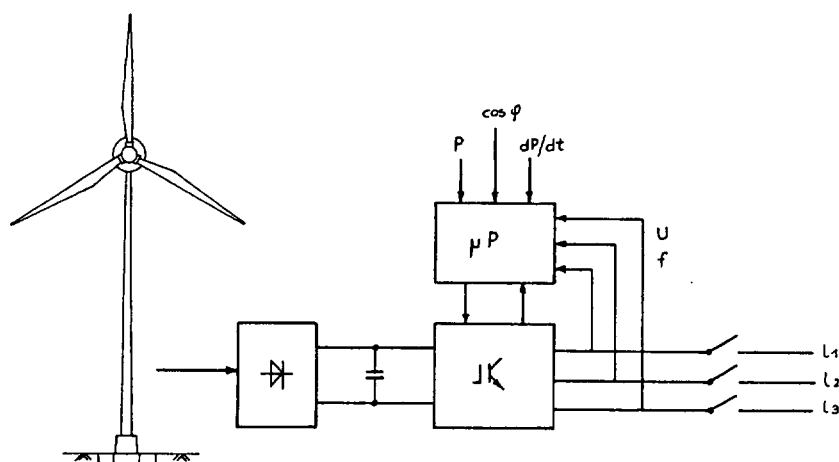


Figura 1.4.2.4. Topología de convertidor con inversor de IGBT's [VILLS96]

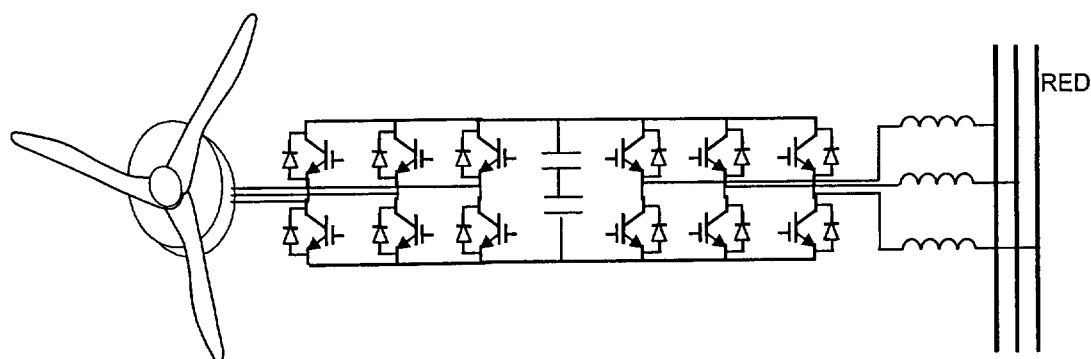
Existen diversos métodos de control de inversores PWM VSI ([HOLTZ92] [KAZM98]). En el apartado 2.6 se analizará el método de modulación espacial de los pulsos de disparo, que es el empleado en el control de los puentes rectificador e inversor del prototipo desarrollado en la presente Tesis.

Entre las empresas del sector eólico que emplean inversores de IGBT's para la conexión a red del generador se encuentra Enercon. El esquema de control tensión/frecuencia aplicado por este fabricante al GSIP modelo E-40 se muestra en la figura 1.4.2.4. En [VILLS96] se analiza el comportamiento de un prototipo de 20 kW previo a este desarrollo comercial desarrollado por el centro danés "Folkecenter for Renewable Energy".

Como convertidor de frecuencia no es frecuente emplear un cicloconvertidor por los numerosos problemas que conlleva (distorsión armónica elevada, elevado número de semiconductores, relación entre la frecuencia de entrada y la de salida limitada) [MANWE91], aunque existen desarrollos experimentales en los que se está trabajando con este tipo de convertidores.

Existe la posibilidad de emplear dos puentes de IGBT's unidos por una etapa de corriente continua (figura 1.4.2.5). El puente del lado de la máquina funciona como rectificador controlado. El control sobre dicho puente tiene como finalidad controlar la potencia extraída de la turbina para cada velocidad del viento. El puente del lado de la red funciona como inversor en fuente de tensión aunque con un bucle de control de corriente. Mediante este inversor es posible

conseguir el factor de potencia deseado y mantener constante la tensión en la etapa de continua a un valor de diseño previamente establecido Como se analizará en el capítulo 2.6, esta es la topología de convertidor que se ha seleccionado en esta Tesis. Esta topología es utilizada por otros autores ([PIER94], [JONE97]).



*Figura 1.4.2.5 Topología puente rectificador
y puente inversor de IGBT's*

En el capítulo 3 se describe el control del rectificador, y en el capítulo 4 el del inversor.

1.5 Objetivos de la Tesis

El objetivo principal de la presente Tesis Doctoral es la realización de un sistema de control aplicable a aeroturbinas de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes conectadas a la red eléctrica, que cumpla los siguientes requisitos:

- a) Mejorar la eficiencia del generador respecto a la obtenida actualmente en los sistemas de control de GSIP de aeroturbinas de velocidad variable.**

Para ello el sistema de control aplicado a la aeroturbina es capaz de:

- **Conseguir que la turbina extraiga la máxima energía del viento incidente.**

El objetivo perseguido es trabajar en el punto de máxima potencia de la turbina eólica, es decir conseguir que el valor del coeficiente de velocidad específica en punta de pala sea el óptimo el mayor tiempo posible. Con este objetivo, se ha estudiado que tipo de estrategia de regulación es la más eficiente, si aquella que obtiene la referencia de par del generador a partir de la medida de la velocidad de giro, o bien a través de un regulador de velocidad (control indirecto de par o control directo de velocidad).

- **Minimizar las pérdidas del generador**

Para optimizar el rendimiento del generador se aplicará una consigna de corriente que consiga minimizar la suma de pérdidas en el generador (pérdidas por efecto Joule en los devanados, pérdidas en el hierro y pérdidas por fricción) más las del convertidor.

- **Aprovechar emplazamientos con velocidades del viento bajas**

La búsqueda de un incremento del rendimiento, sobre todo a bajas velocidades de viento, hace especialmente atractiva la instalación de sistemas de velocidad variable en emplazamientos con potencial eólico medio. Los aerogeneradores directamente acoplados tienen menos pérdidas mecánicas y consiguientemente ofrecen un mayor rendimiento. La velocidad mínima del viento a la que se conecta el aerogenerador a red se encuentra limitada por el balance energético entre las pérdidas del conjunto y la potencia que el sistema es capaz de generar a esa velocidad. El control ejercido sobre el generador debe imponer una frecuencia mínima de funcionamiento superior a la derivada de consideraciones energéticas.

b) Limitar la potencia eléctrica y la velocidad de giro para velocidades del viento elevadas.

Dependiendo del dimensionado del aerogenerador y del tipo de emplazamiento donde vaya a estar situado, puede variar la estrategia de regulación. El sistema de control debe ser capaz de detectar las diferentes zonas de funcionamiento del aerogenerador y variar la estrategia de control con el fin de evitar daños materiales y estructurales.

c) Mejorar la calidad de la potencia eléctrica generada.

Como se mencionó en el apartado 1.1, en los sistemas de velocidad variable, la turbina actúa como un volante de inercia que filtra las variaciones de velocidad y permite una potencia mucho más uniforme. El control ejercido sobre el convertidor electrónico de potencia permite girar al eje del generador a velocidad variable, independientemente de la frecuencia de la red eléctrica. Además una buena modulación del disparo de los IGBT's del inversor redundará en una reducción de la tasa de distorsión armónica de la potencia entregada a la red.

d) Ejercer un control sobre el factor de potencia.

El sistema de control del inversor ha de permitir la transferencia de la potencia entregada por el generador a la red con un factor de potencia seleccionado por el usuario sin que se superen los límites de funcionamiento del convertidor

La principal diferencia en el establecimiento de la prioridad de los mencionados objetivos la marca el que el aerogenerador vaya a funcionar conectado a una red eléctrica de potencia infinita, con tensión y frecuencia constantes, o que funcione aislado o en una red débil. En el primer caso se busca que el aerogenerador sea capaz de seguir el punto de máxima potencia para que el rendimiento del sistema sea máximo y el factor de potencia unidad. En el segundo caso se busca funcionar a tensión y frecuencia constante e incluso la posibilidad de que compense la energía reactiva de otras partes de la red. El aerogenerador de la Tesis no está pensado para trabajar en régimen aislado.

Con objeto de validar el correcto funcionamiento del control del aerogenerador, se ha desarrollado un prototipo del sistema en estudio. Por ser una labor de diseño, ha de añadirse a los objetivos fundamentales de la presente Tesis el:

e) Dimensionado y puesta en marcha de un prototipo de aerogenerador basado en una máquina síncrona multipolar de imanes permanentes.

Una vez identificado el problema a resolver, el documento de Tesis trata de exponer de forma clara y precisa, el procedimiento de resolución; para ello el documento se ha dividido por temas con el siguiente contenido:

En el capítulo 2 se presenta la elección y/o creación de modelos de simulación realizada para evaluar el comportamiento de los distintos elementos del sistema. También se realiza el dimensionado y selección de cada componente del prototipo experimental. Se realiza especial hincapié en el tipo de modulación empleada para disparar los dos puentes de IGBT's que constituyen el convertidor. Consecución del objetivo e).

En el capítulo 3 se describe el diseño, funcionamiento y aplicación de la teoría de control del generador. Se presentan los resultados experimentales que avalan el correcto diseño de los reguladores, así como la consecución del segundo de los puntos mencionados en el objetivo a).

En el capítulo 4 se presenta el dimensionado, funcionamiento y aplicación de la teoría de control del inversor de red. Los resultados experimentales que se presentan en este capítulo prueban la consecución de los objetivos c) y d).

En el capítulo 5 se explica la teoría de control del aerogenerador requerida para la consecución de los objetivos a) y b) y se presentan los resultados experimentales completos del sistema eólico prototipo.

CAPÍTULO 2

DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En el segundo capítulo se describe el sistema en estudio; para ello se han de caracterizar todos sus elementos, desde el viento y la aeroturbina hasta el generador, convertidor de frecuencia y la tarjeta de control empleada para controlar el sistema. Se describe en detalle la técnica de modulación del ancho de los pulsos de disparo de los IGBT's, así como la técnica desarrollada para ampliar la zona de control del convertidor. Se presenta el sistema emulador de la aeroturbina que se ha desarrollado para efectuar medidas en el Laboratorio. Se hace especial hincapié en la implementación de la técnica de modulación vectorial mediante la tarjeta microcontroladora.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

2.1 Estructura General del Sistema Eólico

Como se indicó, uno de los objetivos fundamentales de la presente Tesis es el dimensionado y puesta en marcha de un prototipo de aerogenerador basado en una máquina síncrona de imanes permanentes. En este prototipo se validarán los algoritmos de control desarrollados para su regulación óptima.

Antes de construir el prototipo se realizarán simulaciones que permitan

- dimensionar los elementos componentes del prototipo
- estudiar las estrategias de regulación óptimas
- calcular los reguladores que intervienen en el control de los convertidores
- estudiar los límites de funcionamiento del conjunto

De lo dicho se desprende que las etapas del trabajo son: Selección de modelos de simulación de los distintos elementos del sistema, realización de las simulaciones que permitan comprobar si el sistema de regulación es adecuado y construcción y puesta en marcha de un prototipo de aerogenerador.

El sistema de generación de energía en estudio, consta de los siguientes elementos

- el viento (apartado 2.2)
- la turbina (apartado 2.3)
- la transmisión turbina-generator (apartado 2.4)
- el generador (apartado 2.5)
- el convertidor de frecuencia (apartado 2.6)
- la conexión convertidor-red (apartado 2.6)
- la red (apartado 2.6)

La construcción del prototipo se vio afectada por las siguientes restricciones :

a) La escasez de fabricantes de generadores multipolares de imanes permanentes en España. Se intentó, además, que fueran generadores diseñados para su utilización en energía eólica con vistas a una posterior experimentación con turbinas ya diseñadas por el fabricante y para facilitar su aplicación industrial. En el momento de la adquisición de la máquina (Mayo 1998) apenas existían dos fabricantes españoles que cumplieran los requisitos mencionados : Soluciones Energéticas y J. Bornay Aerogeneradores. El diseño y construcción de un generador a la medida de nuestras necesidades excedía con mucho el presupuesto disponible. Como se comentará en el apartado 2.5 del presente capítulo se optó por la adquisición del generador INCLIN 3000 Neo de la empresa J. Bornay Aerogeneradores.

b) El presupuesto disponible para la construcción de todo el prototipo.

Si bien en octubre de 1999 fue concedida una ayuda para la realización de la Tesis en en marco del programa DGES (proyecto número Nº PB98-0032, Título “CONTROL DE UN SISTEMA DE GENERACION EOLICA DE VELOCIDAD VARIABLE ACOPLADO A RED CON GENERADOR SINCRONO DE IMANES PERMANENTES”), cuando comenzaron los primeros trabajos de la Tesis no se disponía de subvención alguna ni la Tesis se inscribía en el marco de ningún contrato con empresas, por ello hubo que trabajar con los elementos disponibles en la Universidad aunque en ocasiones sus características o su dimensionado no fuera el idóneo.

Así por ejemplo, con objeto de realizar las medidas necesarias para validar el funcionamiento de los algoritmos de control desarrollados fue preciso disponer de una máquina que emulase la turbina eólica. Para ello se empleó una máquina de corriente continua. Sin embargo, lo deseable hubiera sido que la velocidad asignada de la máquina de corriente continua fuera idéntica a la del G.S.I.P, de modo que el acoplamiento entre el motor y el generador fuera directo (sin multiplicador de velocidad). Dado que el G.S.I.P seleccionado dispone de un elevado número de polos, su velocidad asignada es inferior a la de una máquina de corriente continua estándar; la compra de una máquina de corriente continua de bajas revoluciones encarecía mucho el precio del prototipo, por lo que se optó por la utilización de una de las máquinas de continua disponibles en el Laboratorio de Accionamientos Eléctricos de la Universidad Carlos III y por la adquisición de un reductor de velocidad adecuado.

A lo largo del presente capítulo se analizará cada uno de los elementos del sistema propuesto, se justificará la elección de cada componente (tanto la elección genérica, como la elección específica como parte del prototipo construido) y se expondrá el modelo matemático del elemento que se utilizará para realizar las simulaciones del funcionamiento del aerogenerador y del sistema de regulación.

2.2 El viento y su caracterización energética

La atmósfera emite, en promedio, más calor por radiación del que recibe por radiación. La diferencia es aportada por el suelo que, al recibir la radiación del Sol, calienta por conducción las capas de aire inferiores. Este aire caliente, de menor peso que el que le rodea, tiende a ascender, originándose de este modo corrientes verticales. Estas corrientes generan corrientes horizontales mucho más intensas. Cerca de la superficie el viento pierde cantidad de movimiento por la disipación de energía que supone el rozamiento con el suelo, estableciéndose una capa límite turbulenta de gran espesor tanto mayor cuanto mayor y más tupidos sean los obstáculos en la superficie. Así, en el lado de barlovento de una colina o acantilado se tiene la conjunción de un aumento de la velocidad del viento por la desviación que le impone el obstáculo y una reducción de la altura de la mencionada capa límite. A sotavento, sin embargo, se nota una alta turbulencia y un defecto de velocidad conocido como estela.

La península Ibérica se encuentra la mayor parte del año en una zona de vientos generales del Oeste propio de las latitudes medias del hemisferio Norte y que hace que las costas gallegas posean un buen potencial eólico aunque su intensidad decaiga en verano. Por otro lado, los vientos alisios constantes del Este hace que el Archipiélago Canario posea también recursos eólicos interesantes. A estas corrientes generales se añaden los vientos locales que provienen de calentamientos diferenciales como las brisas marinas, las corrientes valle-montaña, etc. que pueden justificar una explotación puntual. Otros efectos locales son la canalización del viento que se produce en el valle del Ebro y en el Estrecho de Gibraltar por su situación orográfica particular proporcionando un contenido energético explotable.

El disponer de un buen modelo de viento es importante para poder modelizar adecuadamente el comportamiento de la turbina eólica mediante un motor de corriente continua, ya que las referencias de par que se proporcionan al variador de velocidad se establecen a partir del registro de la velocidad del viento.

Debido a su origen, el viento, presenta una gran variabilidad en dirección, turbulencia y velocidad. Así, la velocidad del viento depende del punto del espacio y del instante de tiempo considerado. Todas estas variaciones del viento son recogidas por la turbina, provocando oscilaciones de par en el eje que pueden afectar a la calidad de la energía eléctrica que se genera. En la presente Tesis se considerarán aquellas variaciones del viento que tienen repercusión en el par desarrollado por la turbina, ya que ciertos armónicos de velocidad del viento son filtrados por la turbina y no se traducen en armónicos de par en el eje.

2.2.1 Energía aprovechable del viento.

La velocidad del viento está siempre fluctuando, por lo que el contenido energético del viento varía continuamente. De qué magnitud sea exactamente esa fluctuación depende tanto de las condiciones climáticas como de las condiciones de superficie locales y de los obstáculos. La producción de energía de una turbina eólica variará conforme varíe el viento, aunque las variaciones más rápidas serán hasta cierto punto compensadas por la inercia del rotor de la turbina eólica.

En general, una masa de aire de densidad ρ con movimiento uniforme unidireccional de velocidad v tiene una energía cinética por unidad de volumen de:

$$e = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v^2 \quad (2.2.1.1)$$

La energía que fluye por unidad de tiempo en una sección transversal de área A perpendicular a la corriente de aire es la potencia eólica disponible, Pe :

$$Pe = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v^3 \cdot A \quad (2.2.1.2)$$

Esta expresión muestra la gran dependencia existente entre la potencia y la velocidad del viento; justifica los recursos empleados en la caracterización del viento ya que afectará de forma trascendental al diseño, emplazamiento y funcionamiento de la aeroturbina.

Como se deduce de lo expuesto en el apartado anterior, la potencia del viento se ve afectada por diversas variaciones temporales y espaciales. Existen muchos modelos de viento que tienen en consideración éstos y otros efectos [AMEN00]; mediante estos modelos es posible obtener el valor de los armónicos de viento que no son filtrados por la turbina conociendo el valor medio de la velocidad del viento. Sin embargo, en el desarrollo de la presente Tesis, el viento es una variable de entrada al sistema tanto en las simulaciones realizadas como en el prototipo experimental; por tanto se han utilizado ficheros de datos de velocidad del viento medidos en campo, que se han corregido de modo que incorporen los principales factores de influencia del viento sobre el par que se transmite al generador. En el apartado 2.2.2 se analizarán los citados factores y se expondrá la manera de incorporarlos al modelo de viento empleado en la Tesis.

Medición de la velocidad del viento en la práctica

La mejor forma de medir la velocidad del viento en una futura localización de una turbina eólica es situar un anemómetro en el extremo superior de un mástil que tenga la misma altura que la altura de buje esperada de la turbina que se va a utilizar. Esto evita la incertidumbre que conlleva el recalcular la velocidad del viento a una altura diferente. Colocando el anemómetro en la parte superior del mástil se minimizan las perturbaciones de las corrientes de aire creadas por el propio mástil. Si el anemómetro está situado en la parte lateral del mástil es fundamental enfocarlos en la dirección de viento dominante para minimizar el abrigo del viento de la torre. Para evitar el abrigo de viento, en lugar de utilizar torres de celosía, normalmente se utilizan postes cilíndricos delgados, tensados con vientos, en los que se colocan los mecanismos de medición del viento.

2.2.2 Factores de influencia sobre el par transmitido a la aeroturbina

➤ La estratificación del viento

El perfil vertical del viento no es constante, sino que en general es creciente con la altura, debido, como se ha mencionado con anterioridad, a la existencia de la capa límite terrestre; esta capa se encuentra afectada por los obstáculos aguas arriba del punto considerado y del perfil del terreno en las inmediaciones. Es el fenómeno conocido como estratificación del viento. Es frecuente que las mediciones de viento no se realicen a la altura a la que se va a instalar la aeroturbina (aunque esto sea aconsejable). Al objeto de corregir los datos se suele usar una ley de variación potencial con la altura; esto es, si la velocidad \bar{v}_a es conocida a la altura h_a , entonces la velocidad \bar{v}_b a la altura del buje viene dada por la siguiente expresión:

$$\frac{\bar{v}_b}{\bar{v}_a} = \left(\frac{h}{h_a} \right)^k \quad (2.2.2.1)$$

donde k es un factor que depende de la rugosidad superficial media y la estabilidad atmosférica media del emplazamiento; en el modelo propuesto en el estándar internacional de sistemas de generación eólica IEC 61400-1 se emplea un valor de $k=0,2$.

Estas consideraciones son exclusivamente aplicables a terrenos llanos, homogéneos y sin obstáculos. Para incorporar el efecto de la estratificación en el modelo de viento empleado en la Tesis, la velocidad media del viento requerida por la ecuación (2.2.1.2) se calculó por integración de la velocidad del viento (medida en un punto suficientemente alejado del rotor de la turbina como para no encontrarse perturbado por su presencia) sobre una superficie de área A , equivalente a la barrida por las palas del rotor. Para calcular la velocidad media del viento a la altura del buje a partir de las medidas de viento tomadas por el anemómetro, se ha supuesto un valor de la altura del buje de 30 m. (por ser un valor habitual en las aeroturbinas de potencias entre 500 y 1500 kW).

➤ Turbulencia

Una de las causas fundamentales de que el par desarrollado por la turbina presente armónicos es la turbulencia. La turbulencia se define como la desviación de la velocidad instantánea del viento con respecto a la componente media, medida durante 10 minutos [IEC 61400-1] .

Puesto que las fluctuaciones turbulentas son esencialmente irregulares, no es posible realizar un análisis determinista de las mismas; la turbulencia suele tratarse mediante técnicas estadísticas. En la evaluación de emplazamientos de instalaciones eólicas, la turbulencia suele caracterizarse a partir de la velocidad media en un período de tiempo corto (normalmente inferior a una hora), \bar{v} , y de la desviación estándar, σ_1 . La relación entre ambas es indicativa de la variabilidad de la velocidad del viento y se conoce con el nombre de intensidad de turbulencia I_v :

$$I_v = \frac{\sigma_1}{\bar{v}_b} \quad (2.2.2.2)$$

El modelo de turbulencia presente en el IEC 61400-1 relativo a las condiciones de viento normales y extremas a las que se debe someter a una aeroturbina para determinar las cargas sobre el sistema eólico, depende de los valores de la desviación estándar y de la intensidad de turbulencia normalizados, que son función de la clase y tipo de condiciones atmosféricas del emplazamiento. La clase depende de la velocidad promedio del viento medida a la altura del buje y el tipo depende del grado de turbulencia. Con objeto de someter al sistema eólico propuesto en la Tesis a las condiciones más extremas y así validar su comportamiento, se ha optado por un emplazamiento de clase IV (caracterizado tener la velocidad media del viento a

la altura del buje menor de las indicadas en la Norma ($\bar{v}_b = 6 \text{ m/s}$), y de tipo B (de máxima turbulencia). Con estas restricciones, la desviación estándar es de:

$$\sigma_1 = 0,18 \cdot \frac{15 + 2 \cdot \bar{v}_b}{3} = 1,625 \quad (2.2.2.3)$$

y la intensidad de turbulencia $I_v = 0,269$.

De acuerdo con la Norma IEC 61400-1, las condiciones de la evolución temporal de la velocidad del viento media a la altura del buje de la aeroturbina según el modelo de turbulencia resultan:

$$v_b(t) = \sqrt{v_1(t) \cdot v_1(t) + v_2(t) \cdot v_2(t)} \quad (2.2.2.4)$$

siendo $v_1(t)$ la componente longitudinal de la velocidad del viento :

$$v_1(t) = \bar{v}_b + 2 \cdot \sigma_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) \quad (2.2.2.5)$$

con

$$f_1 = \frac{0,0194 \cdot \bar{v}_b}{21}$$

y $v_2(t)$ la componente lateral de la velocidad del viento:

$$v_2(t) = 0,8 \cdot 2 \cdot \sigma_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot (0,6 \cdot f_1 \cdot t + 0,25 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 0,06 \cdot f_1 \cdot t))) \quad (2.2.2.6)$$

En la figura 2.2.2.1 se representa la evolución de $v_b(t)$ a lo largo de 30 segundos para las condiciones de desviación estándar y de la intensidad de turbulencia previamente definidas.

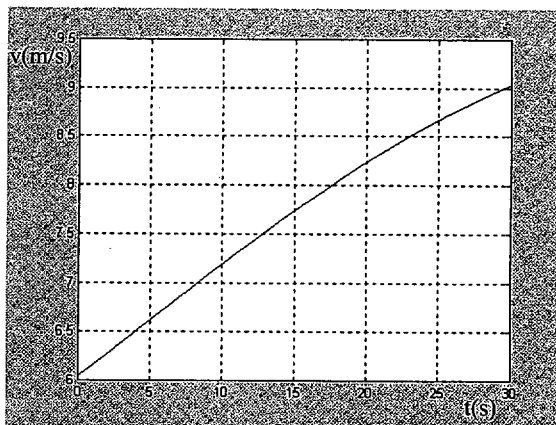


Figura 2.2.2.1 Velocidad del viento media a la altura del buje de la aeroturbina con el modelo de turbulencia

En el estándar internacional IEC 61400-1 también se especifican condiciones de operación extremas, o ráfagas de viento extremas, a las que se somete al sistema eólico para calcular sus cargas límite. Se han de referir a un período de probabilidad de recurrencia; se va a utilizar el modelo de ráfaga para un período de recurrencia de un año, que se expresa en función de la velocidad v_b , la desviación estándar σ_1 y el diámetro de la aeroturbina D , como:

$$v_{\text{ráfaga}}(t) = v_b - 0,37 \cdot 4,8 \cdot \left(\frac{\sigma_1}{1 + 0,1 \cdot \frac{D}{21}} \right) \sin\left(\frac{3\pi \cdot t}{10,5}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi \cdot t}{10,5}\right) \right) \quad (2.2.2.7)$$

En la figura 2.2.2.2 se representa la evolución de $v_{\text{ráfaga}}(t)$ en el intervalo estándar de 10,5 segundos para las condiciones de v_b y σ_1 previamente definidas, y un supuesto diámetro de 20m.

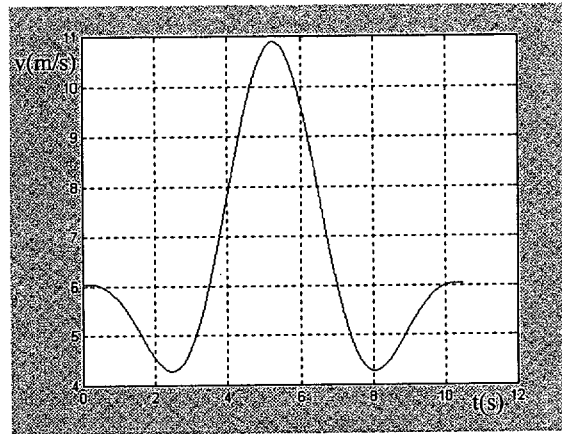


Figura 2.2.2.2 Velocidad del viento media a la altura del buje de la aeroturbina con el modelo de ráfaga

Ésta, junto con el modelo de turbulencia (2.2.2.4) se empleará como viento de prueba en los experimentos finales de la Tesis; además en el modelo de viento se han de incorporar los efectos del *rotational sampling* y de la sombra de la torre, que se relatan a continuación.

Cuando una pala gira en un plano con una distribución de velocidades del viento turbulentas la pala va muestreando la velocidad del viento de cada uno de los puntos en los instantes en los que pasa por ellos. Esto hace que el espectro de armónicos del par desarrollado por la turbina presente un contenido en armónicos menor que el contenido en armónicos de la energía que lleva el viento, de tal manera que los armónicos de par de mayor amplitud se presentan a determinadas frecuencias múltiplo de la velocidad de giro de la turbina. Este efecto es conocido en la literatura como *rotational sampling*. En las series temporales de

viento empleadas en la Tesis se considerará el efecto del *rotational sampling* mediante la adición de componentes senoidales de frecuencia múltiplo de la velocidad de giro de la turbina a las series de viento; el procedimiento se describe en detalle en [AMEN00].

Otros fenómenos que provocan pulsaciones de par son la sombra de la torre y el peso de las palas.

➤ Sombra de la torre

La presencia del báculo de la aeroturbina provoca que, aún prescindiendo de la estratificación del viento, en cierto sector de área barrida por la aeroturbina en su giro, la velocidad del viento sea inferior al resto; por el contrario, en los sectores adyacentes la velocidad aumenta ligeramente; este efecto se acusa más en las aeroturbinas orientadas a sotavento. Cuando en su movimiento giratorio la pala atraviesa la sombra de la torre, se produce la pulsación del par en el eje de la aeroturbina. El efecto de la sombra de la torre se puede modelizar [SPERA95] por medio de la siguiente distribución espacial:

$$\begin{aligned} W_T(\psi) &= t_o + t \cdot p \cdot \cos(\psi - \psi^*) && \text{para } (\psi^* - \psi_o) \leq \psi \leq (\psi^* + \psi_o) \\ W_T(\psi) &= 0 && \text{en otro caso} \end{aligned} \quad (2.2.2.8)$$

donde ψ es el ángulo que forma la pala con la torre en su movimiento giratorio, ψ^* es el ángulo de posición de la torre en el sistema de referencia que se escoja, t_o y t_p son parámetros empíricos que dependen de la orientación de la aeroturbina y ψ_o es el ángulo de influencia de la torre (seleccionado con el objeto de reproducir la influencia de la torre sobre el perfil vertical de la velocidad del viento). El sector de influencia de la torre ($2 \psi_o$) suele estar en el entorno de los 20° .

➤ Desalineación del rotor

Para aprovechar el viento al máximo, un aerogenerador dispone de un sistema que orienta el plano descrito por las palas en su giro, de modo que sea perpendicular al viento. Sin embargo, la velocidad del viento puede cambiar en tiempos reducidos mientras que la velocidad de orientación tiene que ser lenta, ya que los momentos inerciales en el eje de orientación son grandes; por lo tanto, frecuentemente existe una cierta desalineación del eje del rotor.

➤ El peso de las palas

Las fuerzas correspondientes al peso de las palas provocan pares sobre el eje. Si las palas fueran rígidas, en una turbina de tres palas los tres pares darían una resultante nula. Sin embargo, debido a que la unión entre el buje y las palas no es rígida, ni tampoco éstas, la suma de los pares generados por el peso de cada pala no se cancela.

Las perturbaciones producidas por el peso de las palas y por la desalineación del rotor no serán consideradas en el modelo de viento de la Tesis, ya que su influencia sobre el par transmitido es mucho menor que la de otros factores como la turbulencia, previamente señalados.

2.3 Modelo de la aeroturbina

Para desarrollar el sistema de control del generador síncrono del prototipo eólico, es necesario simular y luego emular en tiempo real emular el comportamiento de la aeroturbina; con este fin, el empleo de un modelo de turbina simple, no lineal, estático (descrito en el presente apartado) es suficientemente preciso. La curva característica de una turbina eólica es la curva del coeficiente de potencia, que se presentará en el apartado 2.3.1. Los modelos que han sido empleados para la aproximación de las curvas de potencia en el desarrollo teórico y práctico de la Tesis se muestran en el apartado 2.3.2. Finalmente se expone la forma de emular la aeroturbina en el prototipo experimental desarrollado (2.3.3).

2.3.1 Curva del coeficiente de potencia $c_p(\lambda)$ característica de las aeroturbinas

El rotor de una aeroturbina es el encargado de convertir parte de la energía cinética del viento incidente en energía mecánica transmitida al eje. El viento pasa a través del área del rotor, incidiendo sobre la superficie de las palas, donde las resultantes de la presión y la viscosidad del aire generan unas fuerzas aerodinámicas capaces de hacerlo girar. No es posible que el rotor de la aeroturbina pueda extraer la totalidad de la energía cinética del viento que sobre él incide, debido fundamentalmente a que el aire es un fluido viscoso y compresible. De ahí que sea preciso definir un parámetro indicativo de la fracción de energía cinética que se transfiere al eje de la aeroturbina; este parámetro indicativo se denomina coeficiente de potencia, c_p , y se define como el cociente entre la potencia extraída y la potencia disponible (ecuación (2.2.1.2)), esto es:

$$C_p = \frac{P_{\text{extraída}}}{\frac{1}{2} \rho A v^3} \quad (2.3.1.1)$$

El valor del coeficiente de potencia está acotado por consideraciones físicas. Para verlo basta con aplicar la teoría de cantidad de movimiento al disco que forman, en su movimiento giratorio, las palas del aerogenerador cuando incide sobre el rotor del aerogenerador (de área $A = \pi R^2$) una corriente de aire de densidad ρ con una velocidad en el infinito aguas arriba uniforme de valor v_1 . El disco extrae cierta cantidad de energía cinética del aire, por lo que la velocidad de la corriente de aire disminuye hasta alcanzar un valor v_2 en el infinito aguas abajo.

De acuerdo con la teoría de cantidad de movimiento, la fuerza de tracción que el viento ejerce sobre el rotor de un aerogenerador se puede expresar como:

$$F = \rho \cdot A \cdot \left(\frac{v_1^2 - v_2^2}{2} \right) \quad (2.3.1.2)$$

La potencia desarrollada por la aeroturbina es numéricamente igual a la potencia desarrollada por dicha fuerza, que se puede obtener como producto de la misma por la velocidad del aire en el plano del rotor (semisuma de la velocidad en los extremos del tubo de corriente) resulta:

$$P = \rho \cdot A \cdot \frac{v_1 + v_2}{2} \cdot \left(\frac{v_1^2 - v_2^2}{2} \right) \quad (2.3.1.3)$$

La máxima potencia teórica extraíble del viento para un cierto valor de la velocidad del viento incidente v_1 es función de la velocidad del viento aguas abajo v_2 . Obteniendo el máximo de la expresión (2.3.1.3), la máxima potencia resulta:

$$P_{\text{maximaextraida}} = \frac{8}{27} \cdot \rho \cdot A \cdot v_1^3 \quad (2.3.1.4)$$

Por lo tanto, el máximo valor teórico que puede alcanzar el coeficiente de potencia es:

$$C_p = \frac{P_{\text{maximaextraida}}}{\frac{1}{2} \rho A v_1^3} = \frac{\frac{8}{27} \rho A v_1^3}{\frac{1}{2} \rho A v_1^3} = 0.5926 \quad (2.3.1.5)$$

Este límite (denominado límite de Betz) indica que, como máximo, el 59,26% de la energía contenida en el viento es aprovechable como energía disponible en el eje de la aeroturbina. En la actualidad las aeroturbinas más eficientes alcanzan valores de c_p de 0,5 (rendimiento energético del 50%).

Un estudio aerodinámico de familias de aerogeneradores semejantes muestra que el coeficiente de potencia es función de tres parámetros adimensionales

- El número de Reynolds (Re) asociado a la cuerda característica de la pala (c), es el número adimensional :

$$Re = \frac{\rho \cdot v_1 \cdot c}{\mu} \quad (2.3.1.6)$$

siendo μ el coeficiente de viscosidad del aire.

- La velocidad específica de punta de pala (λ): relación entre la velocidad tangencial de la punta de la pala y la velocidad del viento, es decir :

$$\lambda = \frac{\omega R}{v_1} \quad (2.3.1.7)$$

La velocidad específica de punta de pala (λ) es universalmente conocida por su nombre anglosajón, “*tip speed ratio*”, así como por sus correspondientes iniciales, *tsr*.

- El ángulo de calado de la pala, β . Es el ángulo que forma la cuerda del perfil con la componente tangencial de la velocidad neta relativa al perfil [FRERIS90].

Las aeroturbinas pueden ser de ángulo β fijo o variable (denominadas aeroturbinas de paso variable). Mediante el control del ángulo β es posible reducir el par desarrollado por la turbina para un viento dado; con ello se limita la velocidad de giro y la potencia a vientos elevados. La aeroturbina del sistema eólico desarrollado en la Tesis es de paso variable, y el control del ángulo de calado se describe en el apartado 2 del capítulo 5.

Dado que el coeficiente de potencia depende de tres parámetros, frecuentemente se proporciona la curva característica que relaciona el coeficiente de potencia con la velocidad específica de punta de pala (λ) para un determinado valor del número de Reynolds; en el caso de aeroturbinas de paso de pala variable en lugar de una curva se proporciona una familia de curvas, para varios valores de ángulo β (figura 2.3.1.1).

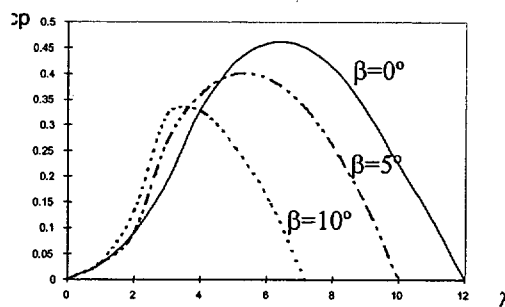


Figura. 2.3.1.1 Curvas características $cp(\lambda, \beta)$ de una aeroturbina de paso variable.

El coeficiente λ (y en consecuencia el coeficiente de potencia), varía en función de la velocidad del viento incidente y de la velocidad de giro; por ello, modelar de forma precisa las curvas $cp(\lambda, \beta)$ será de mucha utilidad en el desarrollo de la Tesis para definir el comportamiento de la aeroturbina en todo su rango de operación.

En aeroturbinas de velocidad constante, el λ es elevado para vientos bajos, próximos al viento de conexión. A medida que va aumentando la velocidad del viento, λ disminuye. Para un cierto valor de la velocidad del viento se alcanza el λ que corresponde al máximo coeficiente de potencia, al que se denomina λ óptimo. Para vientos superiores, el valor del coeficiente de potencia se reduce. En consecuencia, para turbinas de velocidad fija sólo se trabaja en el punto de máximo aprovechamiento para una determinada velocidad del viento.

Por el contrario, en turbinas de velocidad variable es posible adecuar la velocidad de giro a la velocidad del viento en un cierto margen de operación, de forma que se extraiga la máxima potencia del viento incidente, es decir trabajar en el entorno del cp máximo de la curva característica. De ello se encargará el sistema de control del aerogenerador, como se explicará en el capítulo 5.

Para llevar a cabo tanto las simulaciones que muestren el comportamiento del generador como para la emulación en tiempo real de la turbina en el prototipo desarrollado, es deseable disponer de una función polinómica que, de forma continua, proporcione las curvas $cp(\lambda)$ en todo el rango de utilización de la turbina. En el siguiente apartado se expone un método de ajuste de la curva $cp(\lambda, \beta)$, que ha sido el empleado.

Como se indicará en el capítulo 5, en los aerogeneradores de velocidad variable, frecuentemente la limitación de la potencia generada se lleva a cabo por medio de la variación del ángulo de calado de las palas; en estos casos, se debería emplear un modelo de curva característica que varíe con el valor del ángulo del paso de la pala, $cp(\lambda, \beta)$.

La complejidad del modelo que aproxima esta curva resulta de un compromiso entre la precisión obtenida y el tiempo de procesamiento.

2.3.2 Modelo de la curva $cp(\lambda)$.

Aunque en la literatura especializada se describen funciones matemáticas que se ajustan con bastante precisión a la curva $cp(\lambda)$ ([AMEN00],[AMLAG92],[WINK83],[MAN81]), en el caso que nos ocupa, la curva $cp(\lambda)$ ha de ser modelizada de forma simplificada, ya que esta curva va a ser utilizada para la emulación de la turbina eólica en tiempo real en el prototipo experimental. Por ello, la modelización se realizará mediante un polinomio de orden m . Por ejemplo, en [BOSE97] se emplea un polinomio de orden 8 y Grauers [GRAU94] uno de orden 6.

En primer lugar, de entre las diferentes curvas de la familia de curvas $cp(\lambda, \beta)$ de la aeroturbina se selecciona la que corresponde al ángulo β que hace máxima la potencia. La función $cp(\lambda)$ se construye como un polinomio que pase por m puntos de la curva real; uno de los puntos será el máximo de la curva, ya que el sistema ha de trabajar en las proximidades de este punto (de ello se encargará el sistema de control del aerogenerador). La función de menor orden que podría ajustarse a la curva deseada (figura 2.3.2.1a) es una función polinómica de orden 3 ($m=3$). En este caso, la función $cp(\lambda)$ que aproxima la curva real resulta :

$$cp(\lambda) = c_0 + c_1 (\lambda - \lambda_0) + c_2 (\lambda - \lambda_0) (\lambda - \lambda_1) + c_3 (\lambda - \lambda_0) (\lambda - \lambda_1) (\lambda - \lambda_2)$$

Como es deseable trabajar en el entorno del punto de máximo coeficiente de potencia cp_{\max} (que se corresponde con un valor del tsr conocido como el óptimo λ_{opt}), uno de los puntos a emplear en la aproximación de la curva $cp(\lambda)$ es el punto de coordenadas $(\lambda_{opt}, cp_{\max})$. Con objeto de garantizar que es el máximo de la curva, para aproximar la curva real resulta es deseable aplicar la condición:

$$\left. \frac{d(cp)}{d(\lambda)} \right|_{(\lambda_{opt}, cp_{\max})} = 0$$

Los tres puntos (λ, cp) de la curva real elegidos para la turbina empleada en el desarrollo de la Tesis fueron el inicial (0;0), el máximo (6,1; 0,45) y punto en el que la curva corta al eje de abscisas (20; 0). Han sido tomados de una curva de una aeroturbina real [JEUM]. La función que pasa por estos tres puntos y tiene su máximo en el segundo resulta:

$$Cp = 0,09 \lambda - 0,0062 \lambda (\lambda - 6,1) + 0,0008 \lambda (\lambda - 6,1) (\lambda - 20) \quad (2.3.2)$$

En la figura 2.3.2.1 a) se representa esta función junto con la curva real. Como se observa, la aproximación deja mucho que desear.

De la misma manera se aproximó la curva mediante funciones de cuarto, quinto y sexto orden. Los resultados se muestran en la figura 2.3.2.1 b). Un buen compromiso entre precisión y tiempo de procesamiento se obtiene seleccionando como grado del polinomio $m=5$.

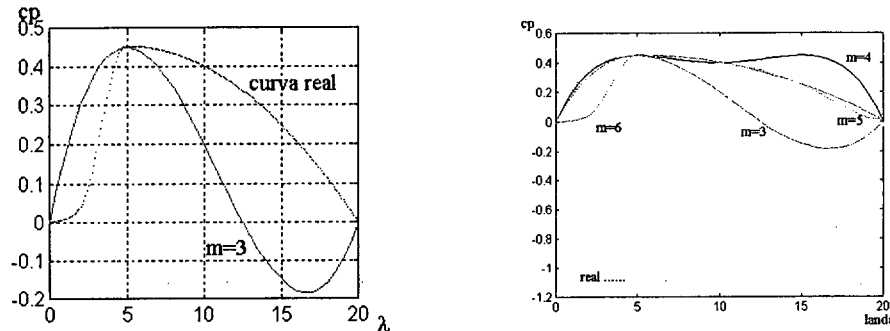


Figura 2.3.2.1 a) curva $cp(\lambda)$ y su aproximación polinómica (tercer orden), b) aproximaciones de 4°, 5° y 6° orden.

Como se aprecia en la figura 2.3.2.1. el ajuste conseguido mediante polinomios de orden inferior a cinco deja mucho que desear. Sin embargo, en las etapas preliminares de desarrollo del prototipo experimental, para ajustar los parámetros del sistema de regulación se utilizó un modelo más simplificado de la curva $cp(\lambda)$, consistente en aproximar la curva real por medio de una parábola, ya que aunque este polinomio no ajuste de forma exacta el comportamiento cuantitativo de una turbina eólica, si lo hace desde el punto de vista cualitativo.

2.3.3 Emulador de la aeroturbina

En el prototipo experimental del sistema eólico, con objeto de reproducir el comportamiento de una turbina eólica real se empleó una máquina de corriente continua controlada en par. La referencia de par se establece teniendo en cuenta el viento incidente y la característica $cp(\lambda)$ de la turbina.

Por lo tanto, el emulador consta básicamente de dos sistemas:

- El de simulación en tiempo real de la aeroturbina que genera la consigna de par (que es la referencia para el sistema que actúa sobre la máquina de corriente continua).
- El accionamiento regulado en par, compuesto por un sistema de control de par, un puente rectificador controlado y una máquina de corriente continua.

A continuación se describen los mencionados sistemas.

2.3.3.1 Simulación en tiempo real de la turbina

El simulador contiene las ecuaciones y los parámetros necesarios para calcular en tiempo real el par motor desarrollado por la turbina. Las entradas al simulador son la evolución temporal del viento (llamada el perfil de viento) y la velocidad de la turbina. La salida del módulo es la referencia del par de la turbina que el motor debe desarrollar.

El perfil de viento puede ser tomado de un fichero en que se guardan los resultados de mediciones realizadas con un anemómetro en un emplazamiento real o bien puede generarse a partir de una velocidad media del viento, tal y como se vio en el apartado 2.2.2 La velocidad instantánea del eje turbina-generator se obtiene por medio de un encóder óptico incremental a través de la medida de la posición del eje del generador (como se indicará en el apartado 3.4).

A partir de la velocidad del viento y de la medida de la velocidad del eje, en cada instante de tiempo se determina el coeficiente de velocidad específica (2.3.1.7) y por medio de la curva característica de la aeroturbina, $cp(\lambda, \beta)$ se obtiene el coeficiente de potencia. De este modo es posible calcular la potencia (2.3.1.1) y el par instantáneo que suministra la turbina:

$$T_i = \frac{\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v_1^3 \cdot cp}{\omega} \quad (2.3.3.1.1)$$

Si además se desea incorporar la influencia que aporta la diferencia inercial entre el generador y la turbina así como el rozamiento, se ha de tener en cuenta la ecuación dinámica del sistema mecánico:

$$T_i = T_1 - (J_h - J_{mec}) \cdot \frac{dw}{dt} - B \cdot w \quad (2.3.3.1.2)$$

donde J_h es la inercia de la turbina que se desea simular, J_{mec} , es la inercia de la máquina de corriente continua y B es el coeficiente de rozamiento viscoso (diferencia entre el real y el de la máquina de la que se dispone).

Un modelo en tiempo real de una turbina puede incorporar otros fenómenos como son: [DIOP01] el efecto de la variación de la velocidad del viento en la superficie barrida por las palas, acoplamientos elásticos o la dinámica que impone el regulador del paso de pala; estos fenómenos no se incluirán en el prototipo de turbina, por estar fuera de los objetivos perseguidos en la Tesis.

En la figura 2.3.3.1 se muestra el esquema del simulador de la aeroturbina; la salida del simulador es la referencia de par enviada al regulador de par (equipo comercial Simoreg que se empleará como controlador de par).

Para implementar en el prototipo el simulador de la turbina, se programó la secuencia de operaciones esquematizada en la figura 2.3.3.1 en un DSP TMS320C31 incorporado en una placa microcontroladora comercial denominada DS1102. Como se verá (apartado 2.7) la placa incorpora tanto un puerto adaptador para la entrada del encóder óptico incremental (adquisición de la señal de posición), como un convertidor digital-analógico preciso para poder introducir la salida del simulador como referencia al controlador de par.

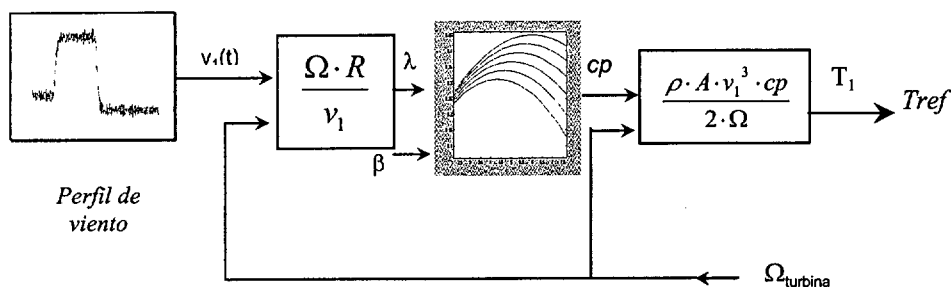


Figura 2.3.3.1 Esquema del emulador. Referencia de par enviada al regulador

2.3.3.2 Controlador de par y máquina de corriente continua

Este sistema es el encargado de aplicar en el eje del generador el par de referencia dado por el sistema de simulación en tiempo real de la aeroturbina. Está compuesto por un equipo comercial que incorpora un sistema de control (al que se pueden introducir consignas de par), un puente rectificador de cuatro cuadrantes (aunque en el curso de la Tesis sólo funcionará en uno de los cuadrantes), una máquina de corriente continua y un multiplicador de velocidad.

- La máquina de corriente continua empleada en el desarrollo del prototipo es del tipo 1GG5 de Siemens, de potencia asignada 4,4 kW, velocidad asignada 1930 rpm (figura 2.3.3.2 b)).

rectificador de cuatro cuadrantes (aunque en el curso de la Tesis sólo funcionará en uno de los cuadrantes), una máquina de corriente continua y un multiplicador de velocidad.

- La máquina de corriente continua empleada en el desarrollo del prototipo es del tipo 1GG5 de Siemens, de potencia asignada 4,4 kW, velocidad asignada 1930 rpm (figura 2.3.3.2 b)). Incorpora un sistema de refrigeración forzado por aire. Como se indicó en el comienzo del presente capítulo, la razón de usar una máquina de 1930 rpm es reducir los costes de la Tesis, ya que se disponía de esta máquina en los laboratorios de ingeniería Eléctrica de la Universidad; por ello, en el prototipo desarrollado, es necesario usar un reductor de velocidad.
- El reductor de velocidad es de cojinetes y tiene una relación de multiplicación de 1 a 3,15 vueltas. El par máximo soportado por el eje de alta es de 30 Nm.
- El controlador para motores de c.c. es un equipo *Simoreg K 6RA23* de Siemens (figura 2.3.3.2 a)).

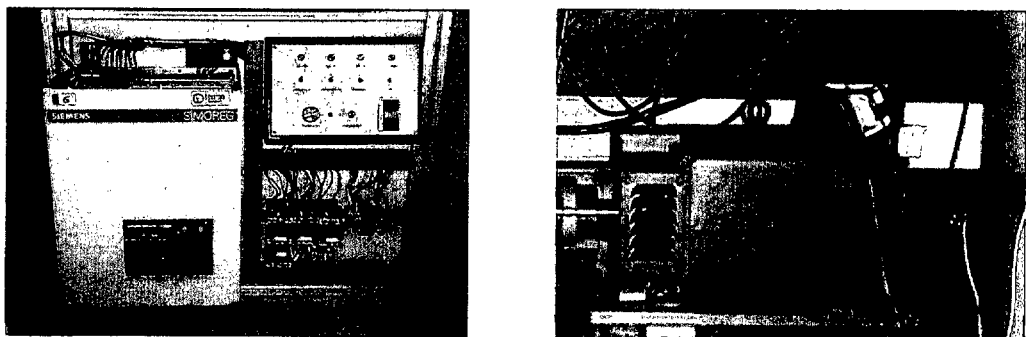


Figura 2.3.3.2 a) Variador de velocidad y b) máquina de corriente continua empleados en el emulador de la aeroturbina

El *Simoreg* es el encargado de hacer circular por el inducido de la máquina de corriente continua la intensidad precisa para que la máquina siga la referencia de par elaborada por el módulo de simulación en tiempo real de la aeroturbina. El devanado inductor es alimentado a través de un puente rectificador de diodos.

El *Simoreg* posee además varios circuitos de protección que permiten la operación segura del equipo, frente a condiciones transitorias de conexión y desconexión de cargas o sobrecorriente.

El *Simoreg* permite varios modos de funcionamiento (control de velocidad, control de par).

En el prototipo final de la tesis el *Simoreg* se empleará en el modo de funcionamiento de control de par.

El sistema de control que incorpora el *Simoreg* calcula el par a partir de la corriente de inducido medida, compara dicho par con el de referencia (proporcionado por el módulo de simulación de la aeroturbina) y genera la señal de disparo de los tiristores del puente rectificador. El *Simoreg* cuenta con sensores e interfaces que permiten medir y adquirir los datos necesarios para llevar a cabo las funciones de control.

2.4 Sistema mecánico

En el presente apartado se expone el modelo de la transmisión turbina-generator empleado en la ejecución de las simulaciones del sistema eólico. Se formularán las principales ecuaciones dinámicas que definen su comportamiento (2.4.1). En el apartado 2.4.2 se presentarán los problemas más frecuentes a los que se ve sometido el eje, como son la fatiga y los esfuerzos de cortadura para de este modo comprobar en el sistema eólico prototipo (2.4.3) que el diseño del eje garantiza una correcta transmisión.

2.4.1 Ecuaciones dinámicas

Con objeto de emplear un modelo completo pero que represente con simplicidad el comportamiento del sistema mecánico de una aeroturbina, se asumirá que (figura 2.4.1):

- El buje y las palas del aerogenerador forman un conjunto de inercia J_1 . El par que ejerce el conjunto es T_1 . Su coeficiente de rozamiento se representa por d_1 .
- El generador tiene una inercia J_2 . El par opuesto por el generador es T_2 . El coeficiente de rozamiento entre el generador y el eje es d_2 .
- El eje de transmisión se representa por medio de su coeficiente de rigidez K_{12} y su coeficiente de amortiguamiento D_{12} .

En [VEGAN96] se describe un modelo más complejo del sistema de transmisión.

Tal y como se expuso en el capítulo 1, es infrecuente que los sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono multipolar lleven caja multiplicadora en el eje de transmisión.

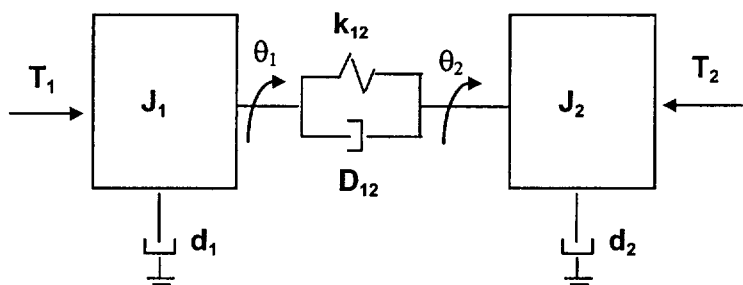


Figura 2.4.1. Modelo simplificado del sistema de transmisión turbina-generator

En caso de que en el sistema a simular exista una caja multiplicadora para adaptar la velocidad de giro del generador y la de la turbina, su inercia se incluirá en la de la turbina.

Las ecuaciones que rigen el comportamiento del sistema representado en la figura 2.4.1 son:

$$\begin{aligned} T_1 &= J_1 \cdot \ddot{\theta}_1 + D_{12} \cdot (\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) + d_1 \cdot \dot{\theta}_1 + k_{12} \cdot (\theta_1 - \theta_2) \\ T_2 &= J_1 \cdot \ddot{\theta}_2 + D_{12} \cdot (\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_1) + d_2 \cdot \dot{\theta}_2 + k_{12} \cdot (\theta_2 - \theta_1) \end{aligned} \quad (2.4.1.1)$$

Conocida la dinámica de las oscilaciones del par de la turbina y del generador, es posible establecer la incidencia de estas variaciones sobre el eje de transmisión y entre sí.

La función de transferencia que define la incidencia del par aportado por la turbina sobre el par que se transmite al eje del acoplamiento (T_{12}), es:

$$\frac{\Delta T_{12}}{\Delta T_1} = \frac{J_2}{J_1 + J_2} \cdot \frac{D_{12} \cdot s + k_{12}}{J \cdot s^2 + D_{12} \cdot s + k_{12}} \quad (2.4.1.2)$$

donde J representa la relación entre el producto y la suma de las inercias del conjunto:

$$J = \frac{J_1 \cdot J_2}{J_1 + J_2} \quad (2.4.1.3)$$

La incidencia del par opuesto por el generador en el par que se transmite al eje del acoplamiento, es :

$$\frac{\Delta T_{12}}{\Delta T_2} = \frac{-J_1}{J_1 + J_2} \cdot \frac{D_{12} \cdot s + k_{12}}{J \cdot s^2 + D_{12} \cdot s + k_{12}} \quad (2.4.1.4)$$

De las expresiones anteriores, es posible deducir, entre otras consideraciones que:

- la dependencia que hay entre la relación de inercias (de la turbina y del generador) y las variaciones a las que se ve sometido el eje de transmisión es :

$$\left| \frac{\Delta T_{12}}{\Delta T_2} \right| = \frac{J_1}{J_2} \cdot \left| \frac{\Delta T_{12}}{\Delta T_1} \right| \quad (2.4.1.5)$$

Cuanto menor sea el cociente J_1/J_2 (más cercano a la unidad), menor influencia tendrán las oscilaciones de par del generador sobre el eje de transmisión. Generalmente los

generadores de imanes permanentes multipolares, debido a su elevado diámetro, tienen una inercia elevada. Es por ello que las fluctuaciones de par en el eje no son muy elevadas en este tipo de generadores.

- La acción de control sobre el par del generador es un factor que determina la magnitud de las oscilaciones de par del eje y de la turbina. Tal y como se analizará en el capítulo 5, el control que se ejerce sobre el aerogenerador puede ser un control directo en velocidad o bien un control indirecto de par. Como se analizará en el capítulo 5, cuando se aplica un control de par, al ser un control que emplea una característica estática, es posible amortiguar las oscilaciones transmitidas en el eje [PEÑA96].

2.4.2 Fatiga a la que está sometido el eje

Una disminución de las oscilaciones de par en el eje de transmisión supone una reducción proporcional de los esfuerzos cortantes a los que está sometido y, en consecuencia, un aumento del número de ciclos de la vida útil del eje.

A continuación se analizará la influencia que las oscilaciones de par tienen en la vida útil del eje de transmisión de una aeroturbina de velocidad variable. Para ello se determinará el momento torsor máximo que el árbol o eje de transmisión puede soportar. Se supone que el eje es un prisma de sección circular sometido a torsión simple (figura 2.4.2)

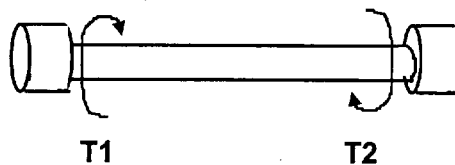


Figura 2.4.2 Eje de transmisión sometido a torsión simple

Conocida la potencia máxima que transmite el eje y la velocidad de giro, el par torsor máximo resulta:

$$T_{\max} = P_{\max} / \Omega \quad (2.4.2.1)$$

Para un mismo eje (un determinado tipo de acero), existe una curva característica (curva S-N), que relaciona el incremento del esfuerzo cortante máximo con el número de ciclos de vida totales que el eje puede soportar. El esfuerzo cortante máximo, para un eje cilíndrico de radio R_{eje} , sometido a un par de torsión T_z se expresa como :

$$\tau_{\max} = \frac{T_{z \max} \cdot R_{e \text{ je}}}{\frac{\pi R_{e \text{ je}}^4}{2}} = \frac{2T_{z \max}}{\pi R_{e \text{ je}}^3} \quad (2.4.2.2)$$

Durante la vida de la turbina se distinguen fundamentalmente dos tipos de ciclos [SPERA94], de tipo 1 (durante una vuelta del rotor) o del tipo 2 (desde el mínimo a máximo de un cambio a gran escala de la velocidad del viento). En el caso del tipo 1, un ciclo de vida representa el tiempo que pasa en un punto del eje desde que el esfuerzo cortante es máximo hasta que vuelve a serlo a la siguiente vuelta. El incremento del esfuerzo cortante del ciclo de vida tipo 2 es función de los cambios en la velocidad del viento. En este último caso se calcula el esfuerzo cortante para el cambio de velocidad del viento más probable de un determinado espectro de velocidad del viento para un emplazamiento dado.

En el apartado 3.4 del tercer capítulo se calculan los esfuerzos cortantes máximos del eje de transmisión empleado en el prototipo experimental.

2.5 Modelo del generador de imanes permanentes (GSIP)

El generador utilizado en la Tesis es un generador síncrono de rotor liso sin devanados amortiguadores. Habitualmente, para modelizar la máquina síncrona, se aplica la transformación de Park a las ecuaciones de fase, ya que con ello las ecuaciones que resultan son especialmente adecuadas para el control de la máquina.

Las ecuaciones de fase del generador son:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s i_a \\ R_s i_b \\ R_s i_c \\ R_f i_f \end{bmatrix} \quad (2.5.1.1)$$

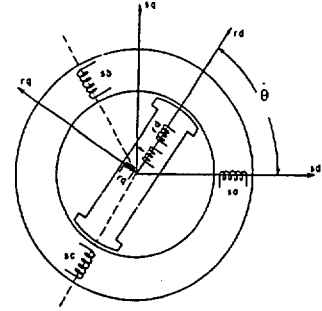


Figura 2.5.1 Ejes de referencia

donde

$$\begin{aligned} \lambda_a &= -L_{aa} \cdot i_a - L_{ab} \cdot i_b - L_{ac} \cdot i_c + \lambda_m \cos \theta \\ \lambda_b &= -L_{ba} \cdot i_a - L_{bb} \cdot i_b - L_{bc} \cdot i_c + \lambda_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_c &= -L_{ca} \cdot i_a - L_{cb} \cdot i_b - L_{cc} \cdot i_c + \lambda_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.5.1.2)$$

Aplicando a las ecuaciones anteriores la transformación de Park:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.5.1.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.5.1.4)$$

resulta

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \frac{d}{dt}(\varphi_d) - \varphi_q \cdot \Omega - R_s \cdot i_{sd} \\ u_{sq} &= \frac{d}{dt}(\varphi_q) + \varphi_d \cdot \Omega - R_s \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (2.5.1.5)$$

siendo los enlaces de flujo que concatenan a los devanados d y q :

$$\begin{aligned} \varphi_d &= -L_d \cdot i_d + \psi_m \\ \varphi_q &= -L_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.5.1.6)$$

Teniendo en cuenta (2.5.1.6), la ecuación (2.5.1.5) se puede escribir como:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= -R_s \cdot i_{sd} - L_d \frac{di_d}{dt} + \Omega L_q \cdot i_q \\ u_{sq} &= -R_s \cdot i_{sq} - L_q \frac{di_q}{dt} - \Omega L_d i_d + e \end{aligned} \quad (2.5.1.7)$$

donde la f.e.m. inducida en vacío es

$$e = \Omega \cdot \psi \quad (2.5.1.8)$$

El par desarrollado por una máquina síncrona se obtiene derivando la energía magnética almacenada respecto de la posición del rotor. El diferencial de energía magnética almacenada en el campo es debida a la variación de los enlaces de flujo del rotor y del estator:

$$dW_{mag} = \frac{3}{2} \Re [i_s^{s*} \frac{d\bar{\Psi}_s^s}{dt} + i_r^{s*} \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt}] dt \quad (2.5.1.9)$$

Conocidas las ecuaciones de los fasores espaciales de tensión es posible simplificar la ecuación de la energía del siguiente modo :

$$dW_{mec} = \frac{3}{2} \Re [j \Omega \bar{\Psi}_r^s i_r^{s*}] dt \quad (2.5.1.10)$$

La expresión del par se obtiene a partir del diferencial de energía mecánica absorbida:

$$dW_{mec} = P_{elec} dt = \Omega T_g dt \quad (2.5.1.11)$$

Teniendo en cuenta (2.5.1.10) y (2.5.1.11), la expresión del par del generador resulta:

$$T_g = \frac{3}{2} \Re [j \bar{\Psi}_r^s i_r^{s*}] = \frac{3}{2} \bar{\Psi}_r^s x i_r^{s*} \quad (2.5.1.12)$$

Por lo tanto es posible expresar el par electromagnético en un sistema de referencia giratorio genérico de ejes xy en cuadratura como:

$$T_g = \frac{3}{2} p \overline{\Psi}_s^g x \overline{i}_s^g = \frac{3}{2} p (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}) \quad (2.5.1.13)$$

Seleccionando el sistema de ejes de referencia xy de modo que el eje x se encuentre alineado con el máximo de la onda de flujo total estático, la expresión del par electromagnético de un GSIP de rotor liso resulta:

$$T_e = \frac{3}{2} \Psi \cdot i_s \quad (2.5.1.14)$$

Las ecuaciones (2.5.1.4) y (2.5.1.14) son especialmente adecuadas para el control de la máquina síncrona, ya que muestran que el par electromagnético del generador puede ser gobernado mediante la componente en cuadratura de la corriente estática. De hecho, dado que los enlaces de flujo del imán son constantes, existe una relación proporcional entre el par y la corriente citada.

2.5.1 Generador empleado en el prototipo experimental

El generador síncrono empleado es un generador de la firma BORNAY, modelo INCLIN 3000. Sus características asignadas son: potencia $S_N=3000 \text{ VA}$, tensión $U_{LN}=220 \text{ V}$, velocidad $\Omega_N=375 \text{ rpm}$ y factor de potencia unidad. El rotor del generador es un cilindro hueco en cuyo interior se encuentra el estator. En el rotor están alojados 16 imanes permanentes de Neodimio-Hierro-Boro (Nd-Fe-B). Para calcular los valores de la inductancia y de la resistencia por fase del devanado estático, se sometió al generador a diversos ensayos. Debido a la excitación que introducen los imanes no es posible aplicar los métodos convencionales de medida de parámetros de máquinas síncronas. En la bibliografía consultada se proponen diversos métodos de medida de las reactancias en eje directo y transversal [PEREZ90]; se ha empleado el método de la corriente descrito en el libro referenciado.

Los ensayos efectuados (ver ensayos en el APÉNDICE A) sobre el generador muestran que las inductancias síncronas de eje d y de eje q son prácticamente iguales ($L_{sd}=L_{sq}=L_s$), por lo que se optó por utilizar un modelo de máquina síncrona de rotor liso para representar a la máquina en los estudios realizados.

En la figura 2.5.1 a) se puede observar la bancada en la que se aloja el prototipo desarrollado, a la derecha (de color gris) se observa el motor de corriente continua que emula la turbina eólica, en el centro (de color azul) el desmultiplicador de velocidad que ha habido que utilizar debido a que la velocidad del motor disponible no es igual a la del generador; a la izquierda de la figura se aprecia el generador de imanes permanentes. El generador se fija a la bancada mediante una pieza en L. Tal y como se indicó en el apartado 2.4, el eje del generador se une al del motor por medio de acoplamientos flexibles y a través de una caja multiplicadora. En la figura 2.5.1 b) se muestra el aerogenerador comercial que incorpora el generador INCLIN 3000 Neo.

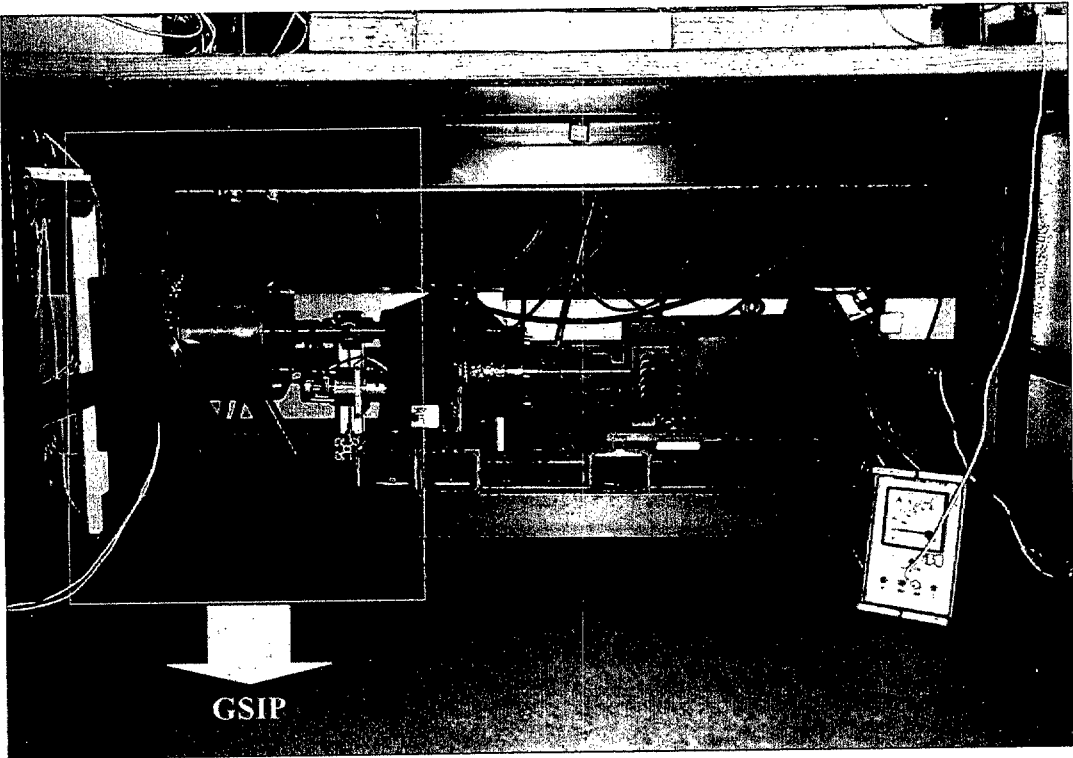


Figura 2.5.1 a) Bancada prototipo

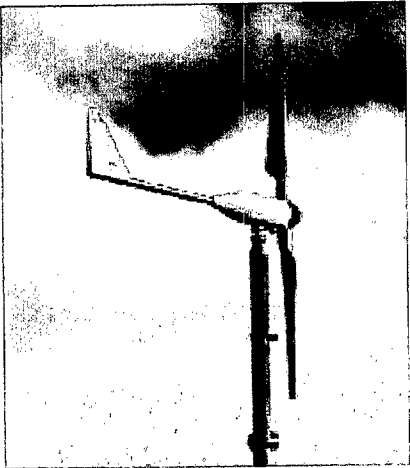


Figura 2.5.1 b) Aerogenerador
INCLIN 3000 Neo instalado en campo

Para interpretar los resultados de forma más sencilla, éstos, en algunos casos, se mostrarán en valores unitarios. Con este fin se eligieron libremente tres magnitudes base; el valor base para el resto de las magnitudes se expresará en función de las bases primitivas. Como magnitudes base elegidas libremente se tomará la tensión, la potencia y la frecuencia:

- Como base de tensión se tomará la fuerza electromotriz en vacío E_o a la velocidad Nominal: $U_{Bf}=E_{on}=201,61 \text{ V}$

Con esta elección el estudio en valores unitarios realizado en el apartado 3.1 (cálculo de las consignas de corriente requeridas para controlar el generador), resulta más sencillo. Diversos autores consultados optan por elegir la f.e.m. como base de tensión [SOUL99].

- Como base de potencia la potencia nominal.

$$S_B=S_N=3000 \text{ VA}$$

- Como frecuencia base, se parte de la velocidad de giro nominal.

$$\Omega_B=\Omega_N=375 \text{ rpm} =39.27 \text{ rad/seg ,}$$

Los valores base que se tomarán para la intensidad y para la impedancia son, en consecuencia:

$$I_B=4,96 \text{ A}$$

$$Z_B = 40,65 \Omega$$

Se ha de resaltar que el valor base de corriente resulta bastante inferior a la corriente asignada del generador, cuyo valor es $I_N=7,87 \text{ A}$.

2.6 Convertidor de frecuencia

En un sistema eólico de velocidad variable con un generador síncrono de imanes permanentes es preciso conectar el generador a la red a través de un convertidor electrónico para adecuar la frecuencia de la tensión generada a la de la red.

Tal y como se expuso en el capítulo introductorio, los convertidores más utilizados en los sistemas eólicos de velocidad variable con generador síncrono, son los convertidores alterna-alterna con una etapa intermedia de corriente continua. Una vez analizadas (apartado 1.3.2) las ventajas y desventajas de cada uno de los diferentes tipos de convertidores posibles, se ha seleccionado un tipo concreto de convertidor y de control.

El convertidor seleccionado para el prototipo desarrollado en esta Tesis está constituido por dos puentes de IGBT's unidos por una etapa de corriente continua:

- El puente del lado de la máquina funciona como rectificador controlado. El control sobre dicho puente tiene como finalidad controlar la potencia extraída de la turbina para cada velocidad del viento
- El puente del lado de la red funciona como inversor en fuente de tensión controlado en corriente. Este inversor se encargará de controlar el factor de potencia y la tensión en la etapa de continua con objeto de evacuar a la red la potencia generada; en principio la consigna de factor de potencia será la unidad.

En el capítulo 3 se describe el control del rectificador, y en el capítulo 4 el del inversor. Dichos esquemas de control muestran la forma de obtener el valor de referencia de tensión que dicho convertidor debe establecer en la etapa de corriente alterna para que el convertidor alcance los objetivos de control perseguidos.

Para conseguir que la tensión proporcionada por el convertidor electrónico en la etapa de corriente alterna sea la deseada se precisa emplear una técnica generación de impulsos de disparo (apartado 2.6.1) a los semiconductores del convertidor; en esta Tesis se empleará la técnica de modulación vectorial (SVM), que se describe en el apartado 2.6.2. En el apartado 2.6.4 se indica cómo implantar en una tarjeta de control en tiempo real la técnica de modulación vectorial teóricamente expuesta en el apartado 2.6.2

En el apartado 2.6.3 se detalla el funcionamiento del convertidor en sobremodulación, así como la técnica desarrollada para su implementación práctica.

Finalmente, en el apartado 2.6.4, se expondrá el modelo concreto de convertidor con el que se ha completado el prototipo de sistema eólico planteado.

2.6.1 Generación de impulsos de disparo de los convertidores. Modulación PWM vectorial

Al diseñar un inversor y determinar la técnica de control del mismo son dos los objetivos fundamentales: conseguir un elevado rendimiento y cumplir la Normativa, cada vez más exigente, respecto a la calidad que se exige a la potencia de salida de los equipos electrónicos.

La modulación del ancho del pulso (PWM) es una técnica de generación de impulsos de disparo de semiconductores orientada a conseguir una onda de tensión alterna a la salida del convertidor con un bajo contenido en armónicos a partir de tensiones o corrientes continuas. La modulación PWM es una técnica de generación de impulsos de disparo adecuada tanto para convertidores en fuente de corriente como en fuente de tensión. Frente al control por onda cuadrada, la modulación PWM presenta una serie de ventajas, como son la posibilidad de controlar de forma independiente los tres parámetros fundamentales del primer armónico de la onda de salida: amplitud, frecuencia y fase (respecto de una referencia elegida arbitrariamente).

La elección de la técnica de modulación tiene una gran influencia tanto en el rendimiento del convertidor como en la calidad de la onda generada, por ello, y teniendo en cuenta el constante descenso del precio de los microprocesadores necesarios para aplicar los algoritmos de control y el aumento de la velocidad de cálculo, es de interés aplicar técnicas de modulación avanzadas para controlar los sistemas eólicos de velocidad variable. Se ha optado por el empleo de la técnica de modulación vectorial (SVM) ya que presenta ventajas respecto a otras técnicas como la de suboscilación (basada en la comparación de una señal de control con una onda triangular [BOSE97]), fundamentalmente en cuanto al mejor aprovechamiento de la tensión de la etapa de continua y la reducción de la tasa de distorsión armónica.

La técnica de modulación vectorial obtiene los ángulos de disparo de los semiconductores a partir de las proyecciones d y q del fasor tensión respecto de una referencia que gira el sincronismo con la tensión de salida. Por ello, antes de describir esta técnica y la forma de llevarla a cabo (apartado 2.6.2), en el apartado 2.6.1.1, se expone el modelo de un puente trifásico en fuente de tensión en unos ejes genéricos.

2.6.1.1 Modelo en ejes dq del convertidor en fuente de tensión.

El modelo en ejes dq de un convertidor trifásico en fuente de tensión se obtiene sin más que aplicar la transformación de Park (2.5.1.3) a las ecuaciones del convertidor en variables de fase. Estas ecuaciones son válidas para el funcionamiento del convertidor como rectificador y como inversor.

Si representamos el circuito (figura 2.6.1.1) conectado en la etapa de corriente alterna del convertidor electrónico (sea una máquina eléctrica sea una red eléctrica) por su equivalente Thévenin, las ecuaciones en variables de fase del convertidor son :

$$\begin{bmatrix} v_{con a} \\ v_{con b} \\ v_{con c} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.6.1.1.1)$$

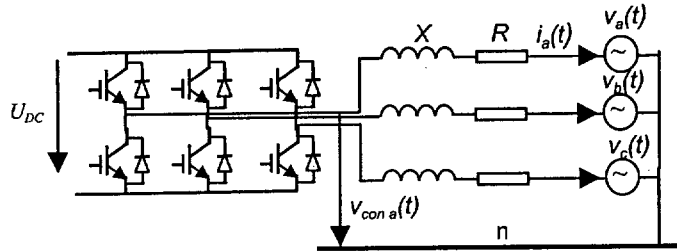


Figura 2.6.1.1 Equivalente trifásico de un convertidor en fuente de tensión

Si ahora se definen los fasores espaciales de las magnitudes de la expresión anterior como:

$$\vec{u}^{\alpha\beta} = u_{an} + u_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cn} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.6.1.1.2)$$

la ecuación queda

$$\vec{v}^{\alpha\beta} = \vec{v}_{con}^{\alpha\beta} - R\vec{i}^{\alpha\beta} - L \frac{d\vec{i}^{\alpha\beta}}{dt} \quad (2.6.1.1.3)$$

Al transformar un sistema trifásico de tensiones senoidales en unos ejes α, β fijos, se obtiene un fasor de módulo constante que gira a velocidad Ω . La técnica de modulación vectorial (SVM) de los pulsos de disparo, que se describe en el apartado 2.6.2, persigue obtener un fasor tensión

de tensión interna del convertidor lo más parecido posible a éste fasor ideal. Si las ecuaciones anteriores se expresan en un sistema de referencia genérico que gire a la velocidad w resulta :

$$\bar{v} = \bar{v}_{con} - R \bar{i} - L \frac{d\bar{i}}{dt} - j\omega L \bar{i} \quad (2.6.1.1.4)$$

que proyectando sobre los ejes d y q son:

$$\begin{aligned} v_d &= v_{con_d} - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + w i_q L \\ v_q &= v_{con_q} - R i_q - L \frac{di_q}{dt} - w i_d L \end{aligned} \quad (2.6.1.1.5)$$

Dado que la tensión de alterna viene impuesta, es posible realizar un control de las componentes activa y reactiva del convertidor a través del control de la onda de tensión sintetizada por el convertidor. Evidentemente, cuanto más senoidal sea la onda de tensión interna del convertidor más senoidal será la corriente.

2.6.2 PWM vectorial (SVM)

En la figura 2.6.2.1 se representa esquemáticamente el convertidor en estudio.

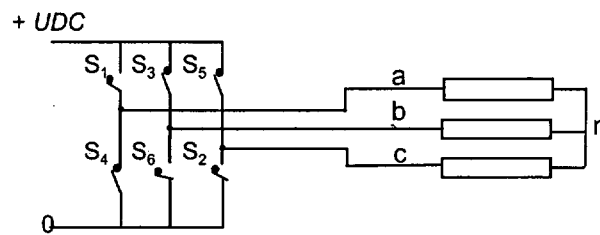


Figura 2.6.2.1. Transistores de un convertidor trifásico

El convertidor consta de tres ramas con dos semiconductores controlables en cada rama (S_i , $i=1..6$); para mayor claridad se han omitido los diodos en antiparalelo con los semiconductores controlables. Prescindiendo del tiempo de seguridad preciso desde que se corta la señal de un transistor hasta que se da la señal de disparo al transistor complementario, en cada instante de tiempo sólo debe conducir uno de los semiconductores de cada una de las ramas del puente. Por ello, para indentificar el estado del puente basta con indicar el estado de los semiconductores superiores de cada rama (S_1, S_3, S_5). El estado cerrado de cada semiconductor del puente se representa con un uno, y el estado abierto con un cero.

En un puente trifásico en fuente de tensión se pueden tener ocho combinaciones (o “estados de conducción”) distintas: (1,0,0), (1,1,0), (0,1,0), (0,1,1), (0,0,1), (1,0,1), (0,0,0) y (1,1,1). En los dos últimos estados citados la tensión en la etapa de corriente alterna del puente es nula, por lo que los seis primeros estados se denominan estados activos. En lo sucesivo, para referirse a uno de los estados de salida se utilizará el número decimal correspondiente al código binario del estado en cuestión. Dada una determinada tensión en la etapa de continua, U_{DC} , las tensiones de línea (u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}) correspondientes a cada uno de los estados activos son:

Estado	1	2	3	4	5	6
(S1,S3,S5)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)
(u_{ab}, u_{bc}, u_{ca})	($U_{DC}, 0, -U_{DC}$)	($0, U_{DC}, -U_{DC}$)	($-U_{DC}, U_{DC}, 0$)	($-U_{DC}, 0, U_{DC}$)	($0, -U_{DC}, U_{DC}$)	($U_{DC}, -U_{DC}, 0$)

Tabla 2.6.2.1 tensiones de línea (u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}) correspondientes a cada uno de los estados activos

En ausencia de hilo de neutro que una el punto medio de la etapa de c.c. con el punto neutro de la carga $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ y entonces :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ca}) \quad V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{ab}) \quad V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{bc}) \quad (2.6.2.1)$$

con lo que las tensiones fase neutro para cada estado activo son :

Estado	1	2	3	4	5	6
(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})	$\left(\frac{2U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}, \frac{-2U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{2U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-2U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}, \frac{2U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{-2U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}\right)$

Tabla 2.6.2. 2 Tensiones fase neutro para cada estado activo

Con ello, las componentes real e imaginaria del fasor tensión interna del convertidor, definido según 2.6.1.1.2 valen, para cada estado activo:

Estado	1	2	3	4	5	6
(u_{α}, u_{β})	$\left(\frac{2U_{DC}}{3}, 0\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(-\frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(-\frac{2U_{DC}}{3}, 0\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$

Tabla 2.6.2. 3 Componentes real e imaginaria del fasor tensión interna del convertidor

La expresión general del fasor tensión en un estado k cualquiera es:

$$\vec{u}_i^{a\beta} = \frac{2U_{DC}}{3} e^{(j(k-1)\frac{\pi}{3})} \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (2.6.2.2)$$

y para los estados nulos:

$$\vec{u}_i^{a\beta} = 0 \quad k = 0, 7 \quad (2.6.2.3)$$

Estos fasores de tensión fase neutro se muestran en la figura 2.6.2.2. Estos vectores dividen al hexágono en seis sectores, que se numeran en concordancia con el primer vector que lo limita.

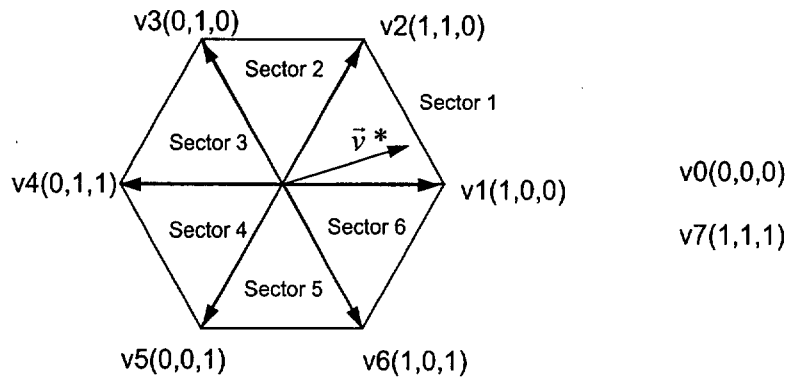


Figura 2.6.2.2. Estados posibles de un convertidor trifásico

Obviamente sólo uno de los ocho vectores de la figura puede ser producido en cada instante, mientras que para conseguir una tensión de salida senoidal se debería poder generar un fasor cualquiera inscrito en una circunferencia. Para exponer la técnica de modulación supóngase que en un instante determinado de tiempo (intervalo de muestreo) se desea que el inversor genere un fasor \vec{v}^* . Para que la exposición tenga carácter general el fasor se encuentra en un sector genérico del hexágono delimitado por los fasores activos \vec{v}_{sa} y \vec{v}_{sb} , tal y como se muestra en la figura 2.6.2.3.

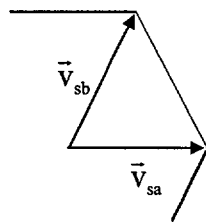


Figura 2.6.2.3. Fasores activos genéricos

La técnica de modulación vectorial se basa en la aplicación promediada de una combinación de tres vectores: los dos que delimitan el sector en el que se encuentra el vector que se desea reproducir más el vector nulo (\vec{v}_{sa} , \vec{v}_{sb} y \vec{v}_{nulo}) en cada intervalo de tiempo T .

Una aproximación para obtener el vector de referencia deseado es:

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T} \sum_0^7 \vec{v}_i t_i \quad (2.6.2.4)$$

donde \vec{v}_i denota cada uno de los vectores que se usan para promediar, y t_i el tiempo durante el cual se aplica cada vector. Evidentemente, la relación entre estos tiempos t_i y el intervalo de conmutación es :

$$T = \sum_0^7 t_i \quad (2.6.2.5)$$

La ecuación define de forma general el método para obtener el vector de referencia a partir de los estados posibles del inversor.

Al aplicar la técnica PWM vectorial se dispone de una serie de grados de libertad. Estos son fundamentalmente, la selección de la frecuencia de muestreo, el orden en el que se aplican los vectores de cada estado, o los tiempos de permanencia en cada estado (tanto activos como nulos). A continuación se analizarán cada uno de dichos aspectos.

a) Frecuencia de muestreo

La frecuencia de muestreo que se seleccione debe ser fruto de un compromiso entre una buena calidad de la corriente de salida y un rendimiento del inversor elevado.

Se denomina índice de modulación de frecuencia, mf , también llamado número de pulsos al cociente entre la frecuencia de conmutación fs y la frecuencia de componente fundamental de la onda de salida, f_j . Para evitar la aparición de componentes subarmónicas en la tensión de salida es usual seleccionar un índice de modulación de frecuencia entero; la modulación entonces recibe el nombre de síncrona. En este caso y siempre que el inversor trabaje en zona lineal, los armónicos de las ondas de salida se concentran en bandas centradas en torno a mf y sus múltiplos; por lo tanto un incremento de la frecuencia de conmutación conlleva un desplazamiento del espectro armónico hacia armónicos de mayor orden, más fáciles de filtrar, con lo que mejora en la calidad de la onda.

Los armónicos homopolares de la tensión entre el punto medio de la etapa de corriente continua y cada una de las salidas del convertidor no aparecen en la tensión de línea. Por tanto, para eliminar las componentes armónicas de mayor amplitud, se elige mf múltiplo de tres e impar, ya que en un sistema equilibrado los armónicos múltiplos de tres son homopolares. Si el equipo conectado en bornas del convertidor está conectado en estrella con el neutro aislado, tampoco existirán armónicos homopolares en la tensión de fase.

El convertidor de frecuencia utilizado en esta Tesis está compuesto por dos convertidores alterna-continua :

- La frecuencia de salida del convertidor unido a la red es constante, por tanto se seleccionará un valor de mf entero para eliminar las componentes subarmónicas de las ondas de salida.
- La frecuencia de salida del convertidor unido al aerogenerador es variable. Dada la imposibilidad de variar la frecuencia de conmutación de los semiconductores para conseguir una modulación sincrónica, en este caso se tendrá un espectro continuo de armónicos de la tensión de salida y aparecerán componentes subarmónicas no deseadas. El problema se reduce trabajando con índices de modulación de frecuencia elevados ($mf > 21$) [HOLTZ92]. Otra ventajosa consecuencia del aumento de la frecuencia de conmutación es la disminución del tiempo de respuesta del convertidor, con el consiguiente incremento del ancho de banda del sistema. Por contra, al elevar la frecuencia de conmutación se incrementan las pérdidas en el convertidor. Ello conduce a la necesidad de emplear semiconductores capaces de funcionar a frecuencias elevadas, lo cual es difícil para instalaciones de potencia elevada.

Otro factor que limita la máxima frecuencia de conmutación con la que se puede trabajar es el tiempo de ejecución de un ciclo del programa que recoge el algoritmo de control en el procesador en el que se implante el control vectorial del convertidor.

b) Obtención del vector tensión de referencia

La forma más adecuada de obtener el vector de referencia como suma de los estados posibles del inversor, es aquella en la que el número de conmutaciones o cambios de estado de los semiconductores, en cada período de muestreo, sea el mínimo. Como se ha indicado, los vectores no nulos que se pueden obtener con el inversor dividen el plano en seis sectores de 60° cada uno. Uniendo los extremos de dichos fasores se obtiene un hexágono. El valor máximo de la tensión de fase que es posible obtener en un puente trifásico se corresponde con la amplitud

de los vectores que delimitan los sectores. La relación entre dicha amplitud y el valor de la tensión, U_{DC} en la etapa de corriente continua es $\frac{2}{3} \cdot U_{DC}$.

Así, por ejemplo, para el estado (1,0,0), aplicando la transformación

$$\vec{v} = \frac{2}{3} (v_{an} + v_{bn} \cdot e^{j \cdot 120} + v_{cn} \cdot e^{-j \cdot 120}) \quad (2.6.2.6)$$

y según (2.6.1.2), se tiene

$$\begin{aligned} \vec{v}_{(1,0,0)} &= \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3} U_{DC} \cdot e^{j0} - \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j120} \cdot e^{j \cdot 120} - \frac{1}{3} U_{DC} \cdot e^{j-120} \cdot e^{-j \cdot 120} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3} U_{DC} + \frac{1}{3} U_{DC} \cdot \cos(60^\circ) \cdot 2 \right) = \frac{2}{3} U_{DC} (0^\circ) \end{aligned} \quad (2.6.2.7)$$

La máxima tensión de salida del convertidor es aquella en la que el fasor asociado describe la trayectoria hexagonal indicada en la figura 2.6.2.4. Sin embargo, una onda de tensión cuyo fasor asociado describa un hexágono tiene un alto contenido en armónicos (ya que el fasor asociado a un sistema trifásico de tensiones senoidales describe una circunferencia). En el apartado 2.6.4 se explica la manera de implementar en la práctica el control desde que se abandona la zona de funcionamiento lineal hasta la convergencia a una onda tipo *six seps* en donde la trayectoria del fasor no es continua.

La máxima tensión de salida en zona lineal es aquella que corresponde con un fasor que describe una circunferencia de radio el apotema del hexágono: (figura 2.6.2.4).

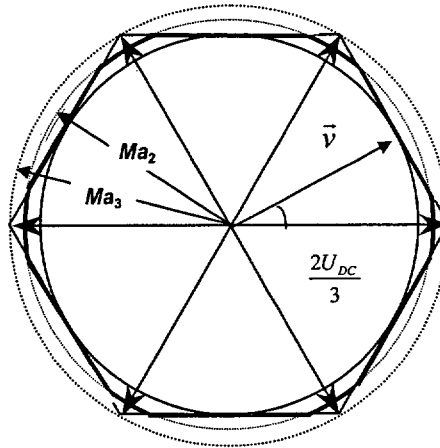


Figura 2.6.2.4. Distinción de zona en un convertidor trifásico, según el valor del índice de modulación de amplitud, Ma .

Se define el índice de modulación de amplitud, Ma , como el cociente entre el valor de cresta de la onda de tensión de referencia y el radio de la circunferencia inscrita en el hexágono:

$$Ma = \frac{\hat{u}_f}{\frac{1}{\sqrt{3}} U_{DC}} \quad (2.6.2.8)$$

Con esta definición la zona lineal de funcionamiento queda limitada por un $Ma \leq 1$. La definición adoptada coincide con la de [BROE88].

El fasor tensión de referencia en zona lineal se puede expresar en función del índice Ma y el ángulo α , en cada sector del hexágono, como:

$$\vec{v}^* = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} Ma \cdot e^{j\alpha} \quad (2.6.2.9)$$

siendo α al ángulo formado entre el vector de referencia \vec{v}^* y el correspondiente vector \vec{v}_s en cada instante.

Mientras que el índice de modulación de amplitud sea menor que 1 es posible conseguir un contenido en armónicos reducido, y existe una relación lineal entre el primer armónico de la onda de tensión obtenida y la tensión de referencia. Así, el valor eficaz del primer armónico de tensión de salida es:

$$U_{f1} = 0,408 Ma U_{DC} \quad (2.6.2.10)$$

El valor del índice de modulación de amplitud se obtiene a partir del módulo del fasor tensión de referencia mediante la relación lineal (2.6.2.8). Como se verá en el punto d) de este apartado, a medida que este índice aumenta desde 0 a 1, disminuyen los tiempos durante los que se aplica un vector nulo, aumentando por lo tanto el valor de las referencias de tensión aplicadas. Cuando el valor del índice de modulación de amplitud es 1, el valor de la componente fundamental de la tensión máxima de fase es $\hat{U}_{1f} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{DC} = 0,577 U_{DC}$. Este valor es un 15% superior al que se obtiene mediante la aplicación de la técnica de suboscilación [BROE88].

Si se sigue incrementando el índice Ma , se penetra en la zona denominada de sobremodulación ($Ma > 1$); esta zona se caracteriza por una relación entre la componente fundamental de la tensión

de salida y la tensión de referencia no lineal. Es posible considerar dos zonas de funcionamiento en sobremodulación [BOSE97]:

- En la primera zona (valores del índice de modulación de amplitud Ma_2 comprendidos entre 1 y Ma_3 de la figura 2.6.2.4), la trayectoria del vector de salida promediado sigue la circunferencia que corresponde al índice de modulación de amplitud Ma_2 en los arcos de circunferencia que son interiores al hexágono; en el resto de la trayectoria se ajusta al hexágono. En un período de la onda de referencia senoidal, el convertidor es capaz de seguir la amplitud de la tensión de referencia pero no su fase. Esta trayectoria se resalta en la figura 2.6.2.4 con trazo grueso.
- La segunda zona (índice de modulación de amplitud igual o mayor a Ma_3) se alcanza cuando el radio que corresponde al índice de modulación de amplitud es igual o mayor al de la circunferencia circunscrita al hexágono. El incremento del índice de modulación de amplitud, en esta zona se realiza añadiendo componentes armónicas que no son de secuencia cero, por lo que la distorsión armónica aumenta considerablemente. La velocidad de giro del vector de tensión de salida promediado se controla variando la duración de los dos estados activos adyacentes. Esta velocidad será cada vez mayor en la porción central de cada lado del hexágono y menor en sus vértices, lo que conduce a un enclavamiento del vector de tensión promediado en los vértices del hexágono. Cuando la velocidad se hace cero en los vértices e infinito en los lados del hexágono, la modulación vectorial converge entonces en el funcionamiento de onda cuadrada (este proceso se detalla en el apartado 2.6.3). El índice de modulación entonces alcanza un valor de :

$$Ma_3 = \frac{\frac{2}{3} \cdot U_{DC}}{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC}} = 1,15 \quad (2.6.2.11)$$

No es posible seguir la trayectoria que impone un índice de modulación $Ma=1,15$. El máximo valor eficaz del armónico fundamental de la tensión de salida es el que corresponde a una onda del tipo *six steps*, es decir $\frac{2}{\pi} \cdot U_{DC}$, que es un 3,72% inferior al valor eficaz del fasor de tensión de referencia; no existe pues una relación lineal entre la tensión U_{DC} y el armónico fundamental de la tensión de salida. (como se indicó, el fasor de tensión de salida y el índice de modulación tienen una relación lineal siempre que $Ma \leq 1$). Se ha de limitar la trayectoria del vector de referencia saturando convenientemente los tiempos de permanencia en cada estado activo. Si se desea evitar la discontinuidad de tensión que una saturación

natural de los pulsos conlleva, dentro de la región $Ma \in [1; 1.5]$ es posible emplear nuevas técnicas digitales de eliminación de pulsos (ver apartado 2.6.3). Según lo sofisticado del método de eliminación de pulsos la tensión tendrá un contenido armónico más o menos elevado, pero éste será por lo general mayor que el obtenido en la zona $Ma < 1$. Un desarrollo más extenso del modo de funcionamiento en sobremodulación, así como las aportaciones realizadas para su implementación práctica se analizarán en los apartados 2.6.3 y 2.6.4. En el capítulo 4 se ofrecen resultados experimentales del comportamiento del inversor en zona de sobremodulación.

c) Cálculo de los tiempos de cada estado

La relación entre el vector de referencia y los fasores activos es función de los tiempos de permanencia en los mismos y se puede expresar en cada semiperíodo de muestreo T_s , para un índice m suficientemente elevado, como (figura 2.6.2.3):

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_s} \cdot (t_a \vec{v}_{sa} + t_b \vec{v}_{sb}) = 2 f_s (t_a \vec{v}_{sa} + t_b \vec{v}_{sb}) \quad (2.6.2.12)$$

siendo f_s la frecuencia de muestreo. La ecuación 2.6.2.12 permite calcular los tiempos que se ha de aplicar cada uno de los fasores activos (\vec{v}_{sa} y \vec{v}_{sb}) en un semiperíodo de muestreo (T_s); los tiempos calculados para el primer semiperíodo son los mismos que para el segundo. Sin embargo, en el segundo semiperíodo de muestreo, el orden de aplicación de los fasores activos es contrario a los del primer semiperíodo pues ello reduce el contenido en armónicos de la tensión de salida (la modulación es simétrica, tal y como se expone en el siguiente apartado). La ecuación anterior es válida para todos los sectores, sin más que sustituir \vec{v}_{sa} y \vec{v}_{sb} , por los correspondientes al sector en cada momento. De acuerdo con la definición del ángulo α y del vector de referencia \vec{v}^* en cada instante (2.6.2.9) y tomando como referencia el eje definido por \vec{v}_{sa} , los vectores \vec{v}_{sa} y \vec{v}_{sb} se pueden expresar, sea cual sea el sector, como:

$$\vec{v}_{sa} = V \cdot e^{j0} = \frac{2}{3} U_{DC} \quad \vec{v}_{sb} = \frac{2}{3} U_{DC} e^{j60^\circ} = \frac{2}{3} U_{DC} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.6.2.13)$$

De esta forma, y teniendo en cuenta (2.6.2.9), (2.6.2.12) y (2.6.2.13) :

$$\vec{v}^* = 2 f_s (t_a \vec{v}_a + t_b \vec{v}_b) \quad (2.6.2.14)$$

$$Ma \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot (\cos \alpha + j \cdot \sin \alpha) = 2 f_s \left(t_a \frac{2}{3} U_{DC} + t_b \frac{2}{3} U_{DC} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) \quad (2.6.2.15)$$

Despejando las componentes real e imaginaria :

$$Ma \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cos(\alpha) = 2fs \left(t_a \frac{2}{3} U_{DC} + t_b \frac{2}{3} U_{DC} \frac{1}{2} \right) \quad (2.6.2.16)$$

$$Ma \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \sin(\alpha) = 2fs t_b \frac{2}{3} U_{DC} \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.6.2.17)$$

Con lo que t_b y t_a resultan:

$$t_b = \frac{Ma}{2fs} \sin(\alpha) = Ma Ts \sin(\alpha) \quad (2.6.2.18)$$

$$(2.6.2.19)$$

$$t_a = \frac{3}{2} \frac{Ma}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\alpha)}{2fs} - \frac{t_b}{2} = \frac{Ma}{2fs} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = Ma Ts \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)\right)$$

Por lo tanto, según (2.6.2.5), el tiempo en el que se aplicarán los vectores nulos en un semiperíodo de muestreo es:

$$t_0 + t_7 = \frac{1}{2fs} - t_a - t_b \quad (2.6.2.20)$$

c) Secuencia de aplicación de los vectores

Una vez establecidos los vectores que se emplearán para obtener el vector de referencia, es preciso determinar su secuencia de aplicación, de modo que el número de conmutaciones de los semiconductores sea el mínimo.

Considerando que \vec{v}_{sa} y \vec{v}_{sb} (figura 2.6.2.3) son los dos vectores que delimitan el sector en el que se encuentra el vector de referencia, el mínimo número de conmutaciones del inversor se obtiene aplicando en un período de muestreo ($2Ts=1/fs$) la secuencia general:

$$\vec{V}_{sa} - \vec{V}_{sb} - \vec{V}_{NULO} - \vec{V}_{sb} - \vec{V}_{sa} - \vec{V}_{NULO}$$

ya que el paso de \vec{v}_{sa} a \vec{v}_{sb} sólo requiere una conmutación para cualquier sector. Como se indicó, la secuencia de aplicación de los vectores del segundo semiperíodo es la inversa de la secuencia

del primer semiperíodo, manteniéndose los tiempos previamente calculados para el primero, ya que así se obtiene una secuencia simétrica que favorece la disminución de armónicos. Según sea la elección de los vectores nulos la forma de calcular los tiempos de permanencia en cada uno de los estados nulos puede implicar un mayor o menor coste computacional; además su elección afecta a la composición del espectro armónico de la salida del convertidor [BOWE99]. Entre las diferentes posibilidades existentes se ha elegido aquella en la que la duración de ambos vectores nulos \bar{v}_0 y \bar{v}_7 , es la misma, es decir $t_0=t_7$. Esta técnica es la más utilizada y siempre presenta tres conmutaciones por semiperíodo de muestreo. La igualdad de tiempos de los estados nulos presenta un mínimo coste computacional, ya que según (2.6.2.20), para calcular el tiempo de los vectores nulos no es necesario utilizar funciones trigonométricas, sino tan sólo sumas y divisiones, que son rápidas de ejecutar, con lo que disminuye el tiempo de cálculo del microprocesador y se dispone de mayor tiempo para el cálculo de los algoritmos de control.

La distribución de t_0 y t_7 dentro de un semiperíodo determina la posición de los pulsos y representa un grado de libertad más que puede ser empleado para reducir la tasa de distorsión armónica. Para pasar de \bar{v}_0 a \bar{v}_{sa} con una sola conmutación es necesario que éste sea un vector impar, por lo que en los sectores impares la secuencia de vectores que se aplica (y su tiempo) es $\bar{v}_0(t_0)-\bar{v}_{sa}(t_a)-\bar{v}_{sb}(t_b)-\bar{v}_7(t_7)-\bar{v}_7(t_7)-\bar{v}_{sb}(t_b)-\bar{v}_{sa}(t_a)-\bar{v}_0(t_0)$,

y en los pares:

$$\bar{v}_0(t_0)-\bar{v}_{sb}(t_b)-\bar{v}_{sa}(t_a)-\bar{v}_7(t_7)-\bar{v}_7(t_7)-\bar{v}_{sa}(t_a)-\bar{v}_{sb}(t_b)-\bar{v}_0(t_0).$$

De esta forma se llega a que la secuencia de vectores que se ha de aplicar para obtener un fasor de referencia que se encuentre en un sector dado son los indicados en la Tabla 2.6.2.3.

Estado	Secuencia							
1	0	1	2	7	7	2	1	0
2	0	3	2	7	7	2	3	0
3	0	3	4	7	7	4	3	0
4	0	5	4	7	7	4	5	0
5	0	5	6	7	7	6	5	0
6	0	1	6	7	7	6	1	0

Tabla 2.6.2. 3.Secuencia

Para conseguir la secuencia de vectores de la Tabla 2.6.2.3, los impulsos de encendido a los semiconductores del convertidor han de ser los mostrados en la figura 2.6.2.6:

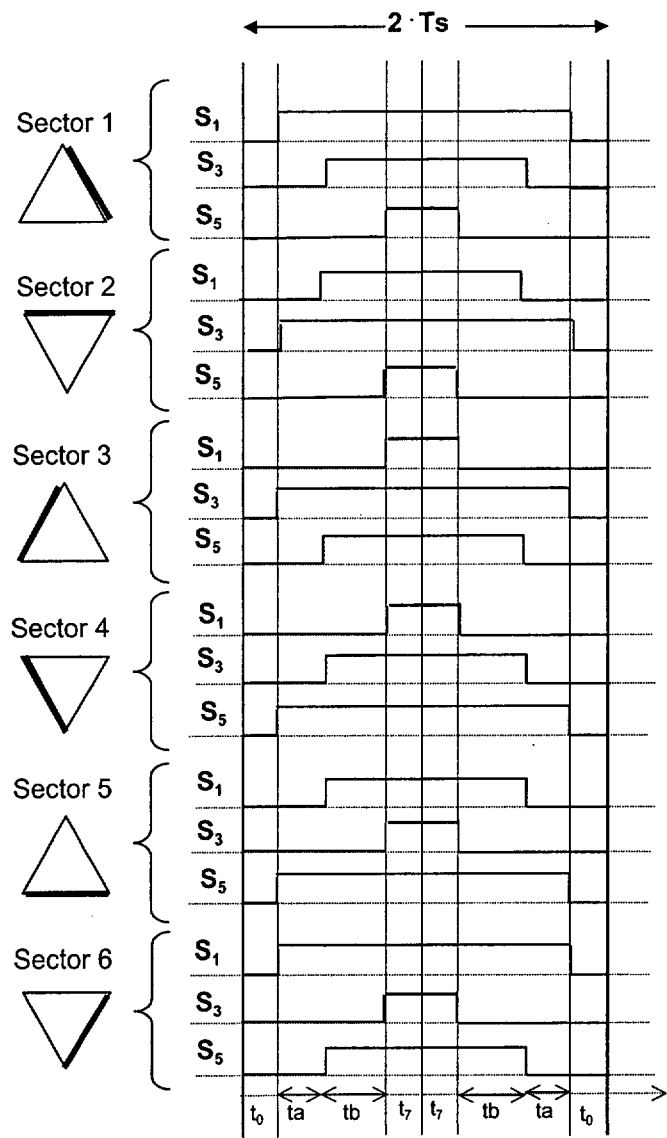


Figura 2.6.2.6: Impulsos de encendido de los semiconductores S1, S3 y S5 de la figura 2.6.2.1 para obtener un vector de tensión de salida para cada sector, con el mínimo número de conmutaciones

Una vez determinada la secuencia de estados y el tiempo de permanencia en cada uno de ellos, el inversor es capaz de generar una tensión cuyo armónico fundamental es proporcional, trabajando en zonal lineal, al vector tensión de referencia.

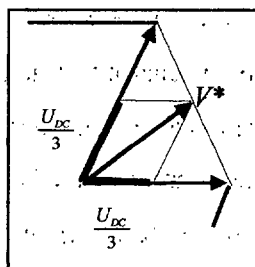


Figura 2.6.2.7. Reproducción del vector de referencia para $\alpha=45^\circ$

Cuando el inversor trabaja con $Ma=1$, la referencia es la circunferencia inscrita al hexágono. En este caso, en el punto medio de un sector ($\alpha = 30^\circ$) los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores son, según (2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20): $t_a=t_b=\frac{T_s}{2}$, $t_0=t_7=0$.

En la figura 2.6.2.7 se representa el diagrama vectorial correspondiente a ese estado. La amplitud de los vectores activos del sextante se ha dibujado de valor mitad de la máxima, $\frac{1}{3}U_{DC}$, de acuerdo con los tiempos de permanencia en cada estado. El fasor resulta:

$$\bar{v} = \frac{1}{3}U_{DC}(0) + \frac{1}{3}U_{DC}\left(\frac{\pi}{3}\right) = \left(\frac{U_{DC}}{3}(1 + \cos \frac{\pi}{3})\right) + j\left(\frac{U_{DC}}{3}\cos \frac{\pi}{6}\right) = \frac{U_{DC}}{2} + j\frac{1}{2\sqrt{3}}U_{DC} \quad (2.6.2.21)$$

En la figura 2.6.2.8 se observa la evolución de los tiempos de disparo en función del ángulo α para dos valores del índice de modulación: $Ma=1$ (a) y $Ma=0,8$ (b). Según (2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20), el tiempo en el que se aplican los vectores nulos es menor en el centro del sector y se incrementa a medida que el vector de referencia se aproxima a los extremos del sector ($\alpha=0$ ó $\alpha=60^\circ$). Esto es debido a que los extremos de los sectores son los puntos en los que el hexágono se encuentra más alejado de la trayectoria del vector de referencia. Así en el centro del sector ($\alpha=30^\circ$) el tiempo de aplicación de los vectores nulos es menor en un 13.4% de T_s al que

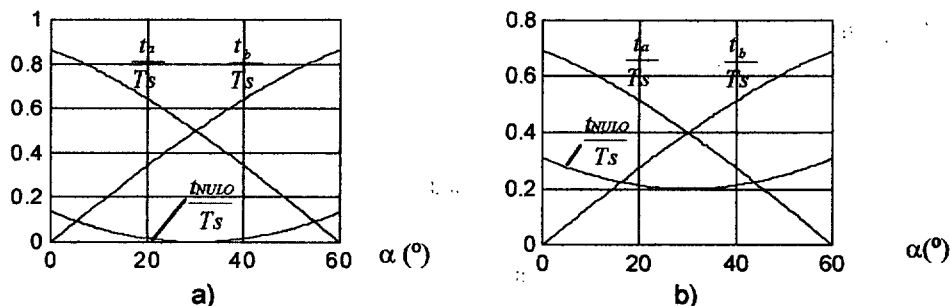


Figura 2.6.2.8: tiempos activos y nulos en un sector impar, normalizados (T_s) en función de α ($^\circ$), a) $Ma=1$, b) $Ma=0,8$

corresponde a los extremos del sector.

El tiempo (expresado como fracción de T_s) en el que un semiconductor se encuentra conduciendo en cada uno de los períodos de muestreo que conforman un ciclo de la onda de tensión de salida se muestra en la figura 2.6.2.9 a). Aunque los criterios para obtener estas figuras han sido los hasta ahora expuestos, resulta interesante comprobar que la forma de esta onda es muy similar a la que resulta de añadir un 25% de componente de tercer armónico a la referencia de tensión senoidal (figura 2.6.2.9 b) usualmente utilizada en control de tensión en convertidores VSI por el método de suboscilación. A diferencia de lo que ocurre en la selección de los tiempos nulos en modulación vectorial, la adición de armónicos de secuencia homopolar es una técnica que se emplea en el método de suboscilación con el objetivo de ampliar el margen de funcionamiento en zona lineal, bastante limitado para este tipo de modulación [BROE88]. La adición de componentes de secuencia homopolar no perturba las corrientes de salida del convertidor, y permite obtener una componente fundamental de amplitud un 12.35% mayor que la que se puede lograr con una moduladora senoidal pura de la misma amplitud.

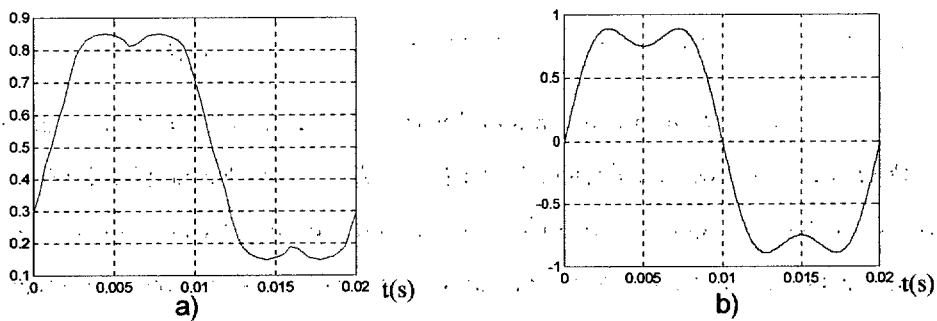


Figura 2.6.2.9: a) Evolución del tiempo activos de un semiconductor
b) Referencia senoidal + 25% de componente de tercer armónico
normalizados (T_s) en un período de la onda de tensión.

La evolución de los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores activos depende linealmente del índice de modulación de amplitud en el intervalo $Ma(0,1)$, como se muestra en la figura 2.6.2.10.

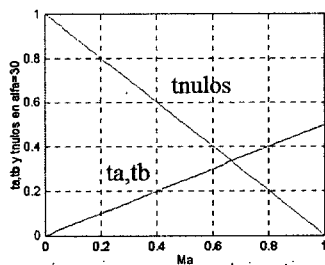


Figura 2.6.2.10 : ta, tb y $tnulos$ en $\alpha=30^\circ$
en zona de funcionamiento lineal.

2.6.3 Funcionamiento del convertidor en sobremodulación

Cuando el índice de modulación de amplitud supera la unidad el convertidor trabaja en sobremodulación. Como se indicó en el apartado anterior, funcionando en sobremodulación se pueden distinguir dos zonas, la primera zona ($Ma=Ma_2 \in (1, Ma_3)$) comprendida entre la circunferencia inscrita y la circunscrita al hexágono y la segunda zona ($Ma > Ma_3$), externa a la circunferencia circunscrita al hexágono. Funcionando en sobremodulación las ecuaciones (2.6.2.17) y (2.6.2.18), que proporcionan los tiempos de aplicación de los vectores activos no son válidas para seguir las trayectorias que el vector de referencia impone en dichas zonas. En la primera zona de sobremodulación (en la que el vector de tensión de salida describe una trayectoria mixta entre una circunferencia y un hexágono), la expresión de los tiempos de aplicación de los vectores activos t_a y t_b depende del tramo de trayectoria en el que se encuentre el vector de salida en cada momento. En la práctica, utilizar dos expresiones distintas en función del tipo de modulación empleado (lineal o sobremodulación) no solamente es muy engorroso sino que, además, introduce una fuerte no linealidad en el sistema de control. Por ello, es práctica común emplear las ecuaciones (2.6.2.18) y (2.6.2.19) también en sobremodulación. Este uso introduce una gran asimetría en la onda moduladora y genera un incremento notable de la distorsión armónica a la salida del convertidor. De no aplicar una técnica de eliminación de pulsos en la zona no lineal del inversor, el contenido en armónicos de la tensión aumenta considerablemente [HOLTZ92].

Para evitar esta distorsión, se ha desarrollado una técnica, que de un modo continuo, modula los pulsos de disparo de forma simétrica y con el incremento del Ma converge en la onda cuadrada de tensión. A continuación se describe la técnica de eliminación de pulsos empleada en la primera zona de sobremodulación.

2.6.3.1 Técnica desarrollada para implementar el funcionamiento del convertidor en sobremodulación

Una vez superado $Ma=1$, en el intervalo $Ma_2 \in (1, Ma_3)$, solo para ciertos valores del ángulo α (para cualquier sector), es posible seguir la referencia de tensión:

$$\vec{v}^* = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} Ma \cdot e^{j\alpha} \quad (2.6.3.1.1)$$

Para analizar el problema, se supondrá una situación en que al convertidor se le exige que trabaje en sobremodulación con un índice $Ma_2=1,07$. En el instante en el que el ángulo que

Para analizar el problema, se supondrá una situación en que al convertidor se le exige que trabaje en sobremodulación con un índice $Ma_2=1,07$. En el instante en el que el ángulo que forma el fasor de referencia con el primer vector activo es cero ($\alpha=0$), el convertidor podrá responder correctamente mediante un tiempo

$$t_a = 1,07 \cdot T_s \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,9266 \cdot T_s$$

(2.6.3.1.2)

promediado en el semiperíodo de muestreo T_s con $t_b=0$ y $t_0=t_7=T_s-t_a-t_b$.

En la figura 2.6.3.1.1 se presenta la evolución de los tiempos de disparo de los vectores activos y nulos (según las ecuaciones (2.6.2.18) y (2.6.2.19) y (2.6.2.20)) normalizados respecto a T_s , y a lo largo de un sector para $Ma=1,07$. Se aprecia claramente como a partir de un cierto ángulo, el cálculo de los tiempos en los estados nulos se hace negativo y el valor de t_a+t_b supera al de T_s ; consecuentemente si no se saturan los tiempos, la técnica se hace impracticable en la zona dibujada

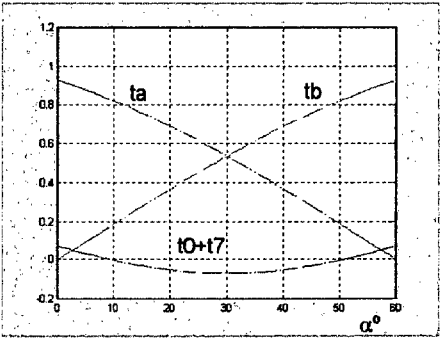


Figura 2.6.3.1.1: t_a , t_b y t_0 según ((2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20)) normalizados respecto a T_s para $Ma=1,07$. Zona Impracticable: (- - -)

con trazo discontinuo. Dependiendo del método empleado en la saturación, el seguimiento de la trayectoria del vector de referencia en sobremodulación se hará con mayor, menor o igual participación de los vectores activos pares que de los impares.

En la figura 2.6.3.1.2 se presenta la situación descrita en el caso de $UDC=550$ V. En rojo

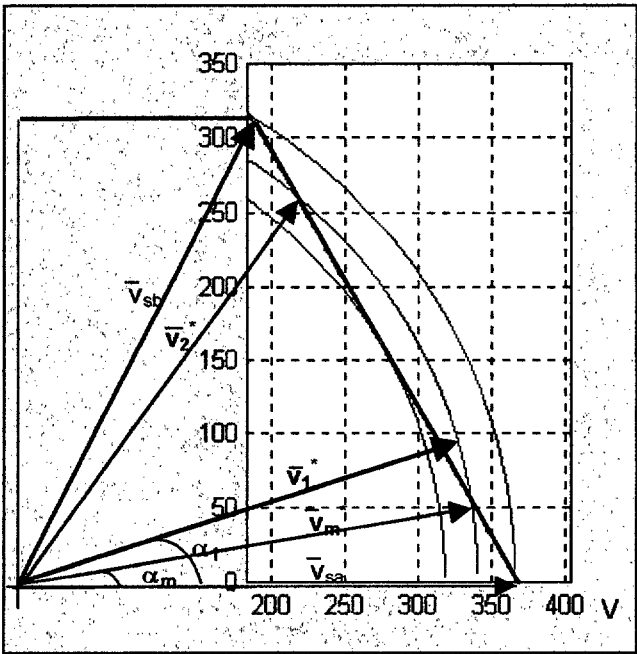


Figura 2.6.3.1.2 Sector 1.Sobremodulación

Cada valor del índice de modulación de amplitud Ma_2 , establece un valor de $\alpha=\alpha_m$ a partir del cual, la suma de los tiempos en los estados activos iguala el valor del semiperíodo de muestreo. No es posible seguir el fasor tensión referencia (en el caso de que permanezca invariable su amplitud) hasta que el ángulo α alcance el valor de $60-\alpha_m$. Como ejemplo en la figura se muestra el fasor de referencia $v_{1(\alpha1)}^*$. Una vez alcanzado el ángulo α_m no es posible seguir la referencia $v_{1(\alpha1)}^*$ por estar fuera de la zona del hexágono; la última referencia que es posible alcanzar manteniendo el índice $Ma=1,07$ es la del fasor $v_{m(\alpha m)}^*$ indicada en la figura 2.6.3.1.2. Hasta que el fasor de referencia no alcance al denominado $v_{2(\alpha2)}^*$ el convertidor no será capaz de seguir la mencionada referencia.

Como se observa, en general, la intersección de la circunferencia (2.6.2.9) con la trayectoria del hexágono en cada sector limita el valor del máximo ángulo α_m (o bien $60-\alpha_m$) del fasor de referencia que es posible conseguir si se mantiene el índice de modulación Ma_2 en la primera zona de sobremodulación. Los tiempos en los estados nulos son $t_0=t_7=0$ desde que se alcanza el ángulo α_m y hasta el ángulo $60-\alpha_m$ (en el caso de que permanezca invariable el valor de Ma).

Los tiempos en los estados activos se calculan del siguiente modo. Llamando v_d y v_q a las componentes en ejes $d-q$ del fasor de referencia, la trayectoria límite del hexágono en el sector 1, se puede expresar como:

$$\frac{v_q}{\sqrt{3}} + v_d = \frac{2}{3} U_{DC} \quad (2.6.3.1.3)$$

con

$$v_d = Ma \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cos \alpha \quad (2.6.3.1.4)$$

$$v_q = Ma \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \sen \alpha \quad (2.6.3.1.5)$$

La intersección de la trayectoria (2.6.3.1.3) con la circunferencia (2.6.2.9) determina el valor del índice de modulación que es posible conseguir en función del ángulo α_m , al que se ha denominado Ma_2' :

$$Ma_2' = \frac{2}{\sen(\alpha_m) + \sqrt{3} \cdot \cos(\alpha_m)} \quad (2.6.3.1.6)$$

Conocido el valor de Ma_2' , valor es posible conocer el valor máximo del ángulo al que se debe saturar el ángulo del fasor de referencia.

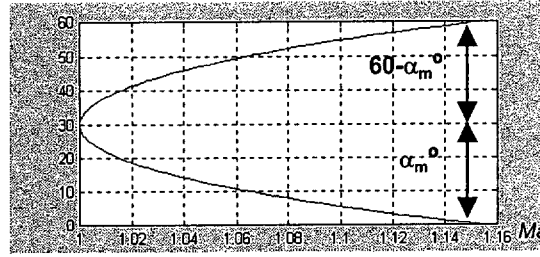


Figura 2.6.3.1.3. Ángulos α_m y $60-\alpha_m$ en función del índice Ma en la primera zona de sobremodulación

También es posible determinar el máximo índice de modulación Ma' que el convertidor puede realmente alcanzar en función del ángulo de referencia α teniendo en cuenta las expresiones en cada semiperíodo de muestreo de t_a (2.6.2.18) y t_b (2.6.2.19) e imponiendo:

$$t_a(Ma_2') + t_b(Ma_2') = T_s \quad (2.6.3.1.7)$$

,que genera una expresión de Ma_2'

$$Ma_2' = \frac{1}{\sin(\alpha_m) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)} \quad (2.6.3.1.8)$$

equivalente a la expresión (2.6.3.1.6), calculada por intersección de trayectorias.

Conocida la relación entre el índice de modulación a conseguir y el máximo ángulo posible, es posible calcular los tiempos de permanencia en cada estado activo por medio de las ecuaciones (2.6.2.18) y (2.6.2.19). Se pueden distinguir dos situaciones posibles dependiendo de la aplicación (siempre bajo el supuesto de tensión U_{DC} constante en la primera zona de sobremodulación): a) la amplitud de la tensión de referencia no varía en el sector (caso de $Ma=Ma_2'$), b) la amplitud de la tensión de referencia puede variar a lo largo de los 60 grados del sector.

a) cuando el índice de modulación de amplitud permanece constante los tiempos de permanencia en cada sector se calculan de la siguiente manera, en función del valor que toma α en cada semiperíodo de muestreo:

- $\alpha \in (0, \alpha_m)$ y $\alpha \in (\frac{\pi}{6}, (\frac{\pi}{3} - \alpha_m))$ los tiempos se calculan en cada semiperíodo de muestreo, de modo equivalente al empleado en zona lineal :

$$t_a(\alpha) = Ma_2 \cdot Ts \cdot (\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)) \quad (2.6.3.1.9)$$

$$t_b(\alpha) = Ma_2 \cdot Ts \cdot \sin(\alpha) \quad (2.6.3.1.10)$$

$$t_0 + t_7 = Ts - t_a - t_b \quad (2.6.3.1.11)$$

- $\alpha \in (\alpha_m, \frac{\pi}{6})$, los tiempos quedan saturados a un valor de:

$$ta'(\alpha_m) = Ma_2' \cdot Ts \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m) = Ts \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)}{\sin(\alpha_m) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)} \quad (2.6.3.1.12)$$

$$tb'(\alpha_m) = Ma_2' \cdot Ts \cdot \sin(\alpha_m) = Ts \cdot \frac{\sin(\alpha_m)}{\sin(\alpha_m) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)} \quad (2.6.3.1.13)$$

- $\alpha \in (\frac{\pi}{6}, (\frac{\pi}{3} - \alpha_m))$ los tiempos quedan saturados a un valor de:

$$ta''(\alpha_m) = ta'(\frac{\pi}{3} - \alpha_m) = Ts \cdot \frac{\sin(\alpha_m)}{\sin(\alpha_m) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)} = tb'(\alpha_m) \quad (2.6.3.1.14)$$

$$tb''(\alpha_m) = tb'(\frac{\pi}{3} - \alpha_m) = Ts \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)}{\sin(\alpha_m) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_m)} = ta'(\alpha_m) \quad (2.6.3.1.15)$$

La evolución de los tiempos ta' y tb' se representan en la figura 2.6.3.1.4 para un Ma_2 límite: $Ma_2=Ma_3=1,15$.

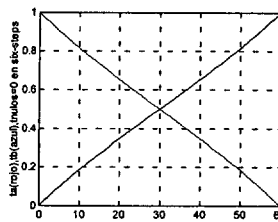


Figura 2.6.3.1.4: tiempos activos en un sector, en sobremodulación normalizados respecto a Ts , en función de α (°)

b) cuando el índice de modulación de amplitud no puede considerarse constante a lo largo del sector los tiempos de permanencia en cada sector se calculan del siguiente modo:

- Para cada valor de $\alpha \in (0, \frac{\pi}{3})$ y $Ma_2 \in (1, Ma_3)$, en cada semiperíodo de muestreo, se calcula el valor de α_m (2.6.3.8) y a partir de él, se obtiene el valor del ángulo α' :

- Si $\alpha \in (0, \frac{\pi}{6})$ $\alpha < \alpha_m$ entonces $\alpha' = \alpha$
 $\alpha \geq \alpha_m$ entonces $\alpha' = \alpha_m$
- Si $\alpha \in (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3})$ $\alpha > \alpha_m$ entonces $\alpha' = \alpha$
 $\alpha \leq \alpha_m$ entonces $\alpha' = \alpha_m$

- Los tiempos de permanencia se calculan mediante las relaciones (2.6.3.1.9), (2.6.3.1.10) y (2.6.3.1.11) aplicadas al nuevo ángulo α' :

$$t_a = Ma_2 \cdot Ts \cdot \sin(60^\circ - \alpha') \quad (2.6.3.1.16)$$

$$t_b = Ma_2 \cdot Ts \cdot \sin(\alpha') \quad (2.6.3.1.17)$$

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2fs} - t_a - t_b \right) \quad (2.6.3.1.18)$$

En la figura 2.6.3.1.3 se podía observar como el ángulo α_m se anulaba para un índice de modulación $Ma = Ma_3 = 1,15$. En estas condiciones, el tiempo de permanencia en el estado activo más cercano coincide con el total del tiempo de muestreo, por lo que para valores de $Ma \geq Ma_3$, el fasor de referencia queda enclavado en el estado activo más cercano dentro de cada sector. Así queda demostrado como teóricamente mediante una saturación conveniente de los tiempos t_a y t_b en la primera zona de sobremodulación se consigue controlar la tensión del convertidor hasta la convergencia a onda de tensión cuadrada. Este es el modo de limitar la trayectoria del vector de referencia al que se hizo referencia en el apartado anterior.

En la bibliografía consultada se ha encontrado la expresión de los tiempos de aplicación de los vectores activos requeridos para seguir la trayectoria puramente hexagonal [HOLTZ92]:

$$\frac{t_a}{Ts} = \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\alpha) - \sin(\alpha)}{\sqrt{3} \cdot \cos(\alpha) + \sin(\alpha)} \quad (2.6.3.1.19)$$

$$t_b = Ts - t_a \quad (2.6.3.1.20)$$

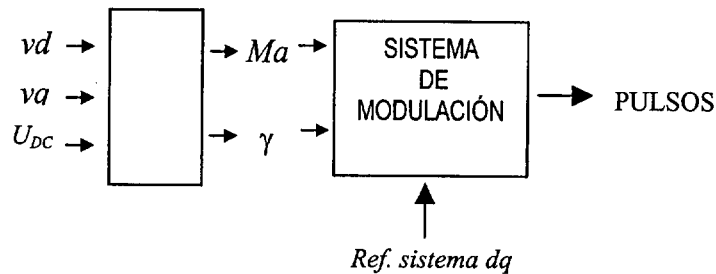
En [HOLTZ92] no se hace mención alguna al modo de implementación práctica. Las expresiones (2.6.3.1.19), (2.6.3.1.20), son equivalentes a las (2.6.3.1.12) y (2.6.3.1.13) deducidas a lo largo del presente apartado.

Existen autores que muy recientemente aportan soluciones para llevar a la práctica la modulación vectorial en zona de sobremodulación, como es el caso de [BAKH00] que propone un algoritmo de clasificación del modo de funcionamiento de un VSI controlado por vectores espaciales basado en la teoría de las redes neuronales. A juzgar por sus resultados se obtiene una buena linealidad entre el M_a y la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida.

En el apartado siguiente se describe el método propuesto en la Tesis para implementar en la práctica una modulación vectorial ampliable a la zona primera zona de sobremodulación que proporciona una relación razonablemente buena entre la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida y el índice de modulación de amplitud.

2.6.4 Implementación práctica de la técnica modulación

El sistema de control del convertidor envía una referencia de tensión expresada mediante sus componentes en ejes giratorios d y q al sistema de modulación. A partir de las componentes vd y vq , se han de obtener las variables de entrada que precisa el sistema de modulación, es decir los valores de Ma y del ángulo γ , tal y como se definen en el apartado 2.6.2.



Se ha de tener en cuenta que:

- Para que la variación del índice Ma represente la variación de la amplitud de la tensión de referencia, se ha de mantener el valor de la tensión de la etapa de continua U_{DC} constante. A partir de la medida de U_{DC} y aplicando la ecuación (2.6.2.8) se obtiene la primera de las variables de entrada al sistema de modulación.
- Conocidas las componentes (vd, vq) de la amplitud del fasor de tensión, es conocido el valor del ángulo γ que forma el fasor de tensión de referencia respecto al eje d de un sistema coordenadas de referencia giratorio dq: $\gamma = \arctan(vq/vd)$
El sistema coordenadas dq gira solidario a una referencia giratoria conocida (apartado 2.6.2).

El sistema de modulación emplea las variables de entrada Ma y γ con el siguiente objetivo:

- La variable γ es necesaria para ubicar al fasor de tensión en el espacio delimitado por el hexágono (fig. 2.6.2.4) y determinar así el valor del ángulo α en cada uno de los 6 sectores delimitados por los vértices del mencionado hexágono.
Además variable γ se precisa para determinar el sector en el que se encuentra el fasor de referencia de entre los seis posibles. Conocido el sector, (figura 2.6.2.2) quedan

establecidos los 2 vectores activos, que junto con los nulos, conforman los 4 estados posibles de los que el convertidor dispone en cada sector para seguir la referencia impuesta. Las expresiones de cálculo de los tiempos activos y nulos y la secuencia de aplicación (tabla 2.6.2.3) de los estados conduce a una onda moduladora del tiempo de disparos de cada semiconductor, que en cada en cada período de la onda de tensión es la mostrada en la (figura 2.6.2.9a)).

- El valor de Ma se emplea, junto con el de α , para calcular los tiempos de permanencia t_a , t_b y t_0 , que en zona lineal definen las ecuaciones (2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20). En cada período de muestreo, se comprueba si el valor de Ma supera la unidad. El análisis de la implementación práctica en zona de sobremodulación se detalla en el siguiente apartado.

El sistema de modulación genera a su salida 6 ondas moduladoras que fijan en cada período de muestreo el tiempo de activación o desactivación de cada uno de los semiconductores del convertidor trifásico de tensión. En el caso de la tarjeta microprocesadora dSPACE 1102 solo es posible generar 3 señales de disparo PWM, como se explica en el apartado 2.6.5.

2.6.4.1 Implementación práctica de la técnica desarrollada para el funcionamiento del convertidor en sobremodulación

La función que permite calcular el valor del ángulo en el que comienza la eliminación de pulsos en función del índice Ma en sobremodulación es compleja y en la práctica incrementa considerablemente el número de operaciones (y consecuentemente el tiempo de cálculo que requiere el microprocesador). Por ello, se ha desarrollado un método que resuelve de manera sencilla y eficaz el cálculo de los tiempos de permanencia del convertidor en los estados activos y nulos, en zona lineal y en las dos zonas de sobremodulación. Con el objetivo de que la técnica abarque mayor número de aplicaciones, se supondrá que en sobremodulación, el valor del índice Ma puede variar en el tiempo durante el que el fasor de referencia recorre un sector [caso b) del desarrollo teórico realizado en 2.6.3].

Y en todo caso:

1. Las entradas (y a la vez referencias a obtener) al sistema de modulación son Ma y γ ,

pero en la primera zona de sobremodulación se respeta el valor Ma , saturando el valor de la fase y del fasor de referencia.

2. Los tiempos t_a, t_b, t_0 se calculan para α y Ma en cada período de muestreo mediante las ecuaciones (2.6.2.18), (2.6.2.19) y (2.6.2.20).

El procedimiento de cálculo desarrollado para la generación de los pulsos de disparo, incluida la técnica de eliminación de pulsos programada, sigue, de modo consecutivo los cuatro pasos siguientes :

- I. Se comprueba si la referencia se encuentra en zona lineal:
 $\text{¿}Ma > 1\text{?}$
 - a. Si lo es el procedimiento continua en II.
 - b. No lo es: se mantiene el valor de las consignas α y Ma y se continua en el paso IV.
- II. Una vez detectado $Ma > 1$ se comprueba si la referencia se encuentra en la primera o en la segunda zona de sobremodulación:
 $\text{¿} Ma > Ma_3\text{?}$
 - c. Si lo es el procedimiento de cálculo continua en el paso IV.
 - d. No lo es: se calcula el máximo ángulo α_m que es posible conseguir con el actual Ma . Para ello se ha empleado una función polinómica que aproxime el valor de $\alpha_m(Ma)$, ya que precisa menor tiempo de cálculo que la procedente de la ecuación (2.6.3.11). La función $\alpha_m(Ma)$ devuelve el valor de α_m comprendido entre 0 y 30° , tal y como fue definido en el apartado 2.6.3. En la figura 2.6.4.1.2a) se representan las funciones $\alpha_m(Ma)^1$ y $\pi/3 - \alpha_m(Ma)$, esta última a trazo discontinuo.

Conocido α_m , el procedimiento de cálculo continua en el paso III.
- III. Con el fin de comprobar si la referencia se encuentra dentro del área limitada por el hexágono, se han de distinguir dos opciones, según el valor del ángulo α dentro del sector:

$$\text{¿} \alpha < \alpha < \frac{\pi}{6} \text{?}$$

¹ La función polinómica empleada es: $\alpha_m(\text{rad}) = -286,776.Ma^3 + 946,25.Ma^2 - 1041,846.Ma + 382,87$

1. Si lo es, entonces se ha de comparar el ángulo actual con el que limita la referencia dentro del hexágono en la primera mitad del sector:

$$\text{¿ } \alpha < \alpha_m \text{ ?}$$

III.1 Si lo es, se mantiene el valor del ángulo α

III.2 No lo es, como ángulo de referencia se emplea $\alpha = \alpha_m$

2. No lo es, entonces se ha de comparar el ángulo actual con el que limita la referencia dentro del hexágono en la segunda mitad del sector:

$$\text{¿ } \alpha < \frac{\pi}{3} - \alpha_m \text{ ?}$$

III.3 Si lo es, como ángulo de referencia se emplea $\frac{\pi}{3} - \alpha_m$

III.4 No lo es, se mantiene el valor del ángulo α

Con el valor obtenido de α según el caso, se procede a calcular los tiempos de permanencia (punto IV). En la figura 2.6.4.1.2 se representa gráficamente las posibles zonas de funcionamiento abarcadas, según la numeración empleada en el paso III.

- IV. Se calculan los tiempos en los estados activos t_a , t_b mediante las ecuaciones (2.6.2.18), (2.6.2.19) y los tiempos en los estados nulos t_0 y t_7 mediante la ecuación (2.6.2.20).

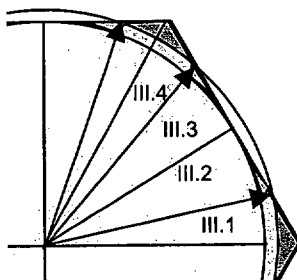


Figura 2.6.4.1.1 Ampliación zona de funcionamiento para un $Ma=Ma_2$

En los casos III.2 y III.3 los tiempos t_0 y t_7 obtenidos serán nulos. En caso de que la referencia se encuentre en la segunda zona de sobremodulación, el cálculo del tiempo t_a superará el valor del tiempo en un semiperíodo, por lo que el vector queda enclavado cada 60° en cada uno de los seis estados activos posibles, y generando una onda cuadrada *six*

steps. En la figura 2.6.4.1.2b) se presenta un ejemplo de la evolución real del ángulo α con el índice Ma aplicando la metodología propuesta.

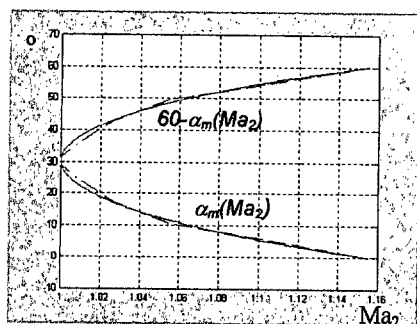


Figura 2.6.4.1.2 a) Funciones aproximación de $\alpha_m(Ma_2)$ y $60-\alpha_m(Ma_2)$ (- - -) y función $\alpha_m(Ma_2)$ (2.6.3.11)

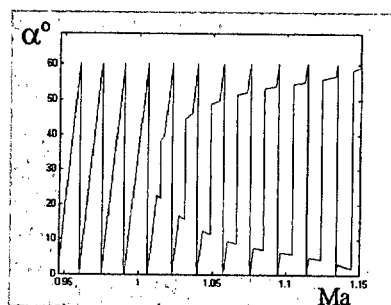


Figura 2.6.4.1.2 b) Evolución real del ángulo α con el índice Ma

En la figura 2.4.1.1.3 a) se muestra el patrón de pulsos correspondiente al interruptor superior de la rama 1 (S1) en un período de la onda de salida para un índice de modulación de frecuencia $mf=12$ y un índice de modulación de amplitud menor que la unidad. Un incremento de Ma , lleva primero a anular los tiempos de permanencia en los estados nulos y después a la saturación de los pulsos mediante el enclavamiento de los vectores activos; en la figura 2.6.4.1.3 b) se muestra el funcionamiento del mismo interruptor en el caso de onda cuadrada de tensión de salida. La amplitud de armónico fundamental de la onda de salida en este caso resulta un 10 % mayor (2.6.2.8) que la máxima obtenida mediante modulación vectorial en zona lineal.

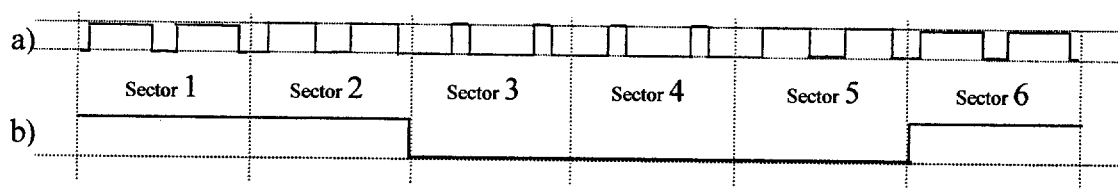


Figura 2.6.4.1.3 a) Patrón de pulsos del interruptor S1 en un período de la onda de salida para $mf=12$
b) onda cuadrada de tensión de salida

En una realización práctica, estos pulsos dependerán de la sincronización del muestreo con la onda de tensión que se desea generar y de la discretización que conlleva el procesamiento digital en tiempo real. En el capítulo 4 se presentarán los resultados experimentales derivados de la aplicación de la metodología propuesta al control del inversor en sobremodulación.

2.6.5 Implantación de la técnica de modulación vectorial mediante la tarjeta dSPACE

La tarjeta dSPACE dispone de un subsistema de E/S digital que es capaz de generar, mediante la carga de un programa determinado en el procesador auxiliar, hasta seis señales PWM independientes; para ello cuenta con un microprocesador adicional, P14 (apartado 2.7.1). Para generar los impulsos de disparo a los IGBT se han de indicar a este subsistema el valor del ciclo de trabajo (o *duty cycle*, que se define como el tanto por uno del ciclo en que la señal está activa) de cada uno de las salidas en cada período de muestreo. Además se ha de indicar la frecuencia del ciclo de muestreo, común a todas las salidas.

Los pulsos de salida generados por el subsistema PWM de la tarjeta no se encuentran centradas, sino que comienzan al principio de cada semiciclo de muestreo. Consecuentemente, no es posible realizar de forma inmediata, a partir de los valores de los ciclos de trabajo, una generación de pulsos centrados en el ciclo de muestreo como los indicados en la figura 2.6.2.6 mediante dicho subsistema PWM. Para conseguir que los pulsos estén centrados es necesario componer dos de las salidas PWM de la tarjeta mediante una puerta XOR externa; las salidas de estas puertas XOR serán las señales de disparo de los IGBT's S1, S3 y S5 del inversor. Las señales que disparan los tres IGBT's de las ramas inferiores, S4, S6 y S2, se obtendrán llevando las señales de disparo de S1, S3 y S5 a tres puertas NOT.

De esta forma, para generar la señal que activa el IGBT S1, en el primer sector, durante el tiempo $1/f_s$, se enviarán al módulo PWM dos valores del ciclo de trabajo $d_0=(t_0/2)/T_s$ y $d_1=1-(t_0/2)/T_s$, que compuestas generarían los pulsos adecuados cada intervalo $2*T_s$ en ese sector. De esta manera el valor del ciclo de trabajo enviado a las entradas 0, 2 y 4 del módulo PWM de la tarjeta está comprendido entre 0 y 0,5, mientras que para el resto de las entradas el valor está comprendido entre 0,5 y 1. En la figura 2.6.5.1 se muestra el ciclo de trabajo de las señales

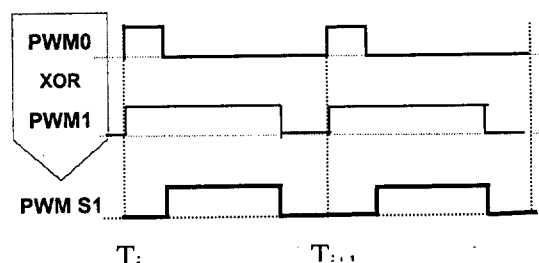


Figura 2.6.5.1 Señales PWM 0 y PWM 1 generadoras de los pulsos de disparo de S1 en un período de muestreo

PWM 0 y PWM 1 que dan lugar a la generación de los pulsos de disparo de S1 en un período de muestreo, así como los pulsos correspondientes..Por ello la evolución de los duty cycles resultantes, en cada período de la onda principal, se encontrará limitada entre 0 y 0,5 en el caso de las señales PWM 0, 2 y 4, y entre 0,5 y 1 para el resto.

En la figura 2.6.5.2 se muestra la evolución de los *duty cycles* de las señales PWM 0 y PWM 1 (figura 2.6.5.2 a)) que dan lugar a la generación de los pulsos de disparo del semiconductor S1 en dos períodos de la onda principal, así como los pulsos correspondientes. Se ha empleado un

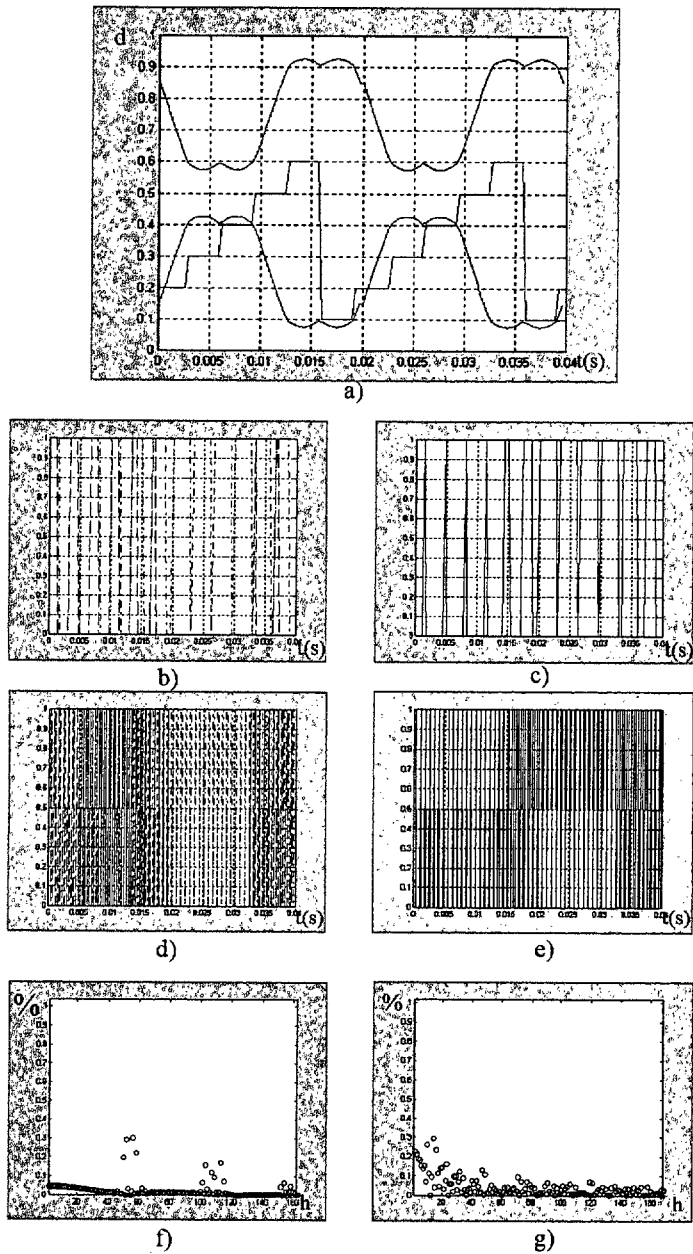


Figura 2.6.5.2 . Generación de pulsos S1 en zona lineal con $Ma=0,7$.
a) Moduladoras de PWM0, PWM1 y sector/10 (—),
b),c),g) $mf=12$ d),e),f) $mf=54$.
b),d) pulsos PWM0 (—), PWM1(—), c),e) pulsos de S1
f),g) Espectro armónico de la tensión de línea generada.

índice $Ma=0,7$. Los resultados se han obtenido muestreando la onda moduladora con dos índices de modulación diferentes: $mf=12$ (figura 2.6.5.2 b),c)) y $mf=54$. (figura 2.6.5.2 d),e)). La tasa de distorsión armónica de la tensión resultante es un 70% menor en el caso de $mf=54$ que en el caso de $mf=12$. Además de la influencia de mf , conviene resaltar la importancia que tiene una correcta sincronización de los instantes de muestreo de la onda moduladora con la onda de tensión alterna, en la distorsión armónica de la tensión. Se ha realizado un estudio de la tasa de distorsión armónica de las ondas de tensión generadas por los pulsos de disparo provenientes de ondas moduladoras discretizadas con una frecuencia de muestreo elevada (índice de modulación de frecuencia $mf=54$). Se ha comprobado que la TDH de la tensión de línea puede variar entre un 4,2 y un 4,5 %, dependiendo de si se ha sincronizado o no el muestreador y la onda moduladora de los pulsos de disparo de los semiconductores. En la implementación práctica de la modulación se creó un mecanismo de sincronización de los pulsos de disparo de los semiconductores del inversor, con el reloj del muestreador de la tarjeta; este consiste básicamente en habilitar la salida de los ciclos de trabajo de cada salida PWM cuando sea detectada la onda de tensión de referencia (el paso por cero de la onda u_{bc} de la tensión de red en el caso del inversor o la señal z del encóder, en el caso del rectificador).

En zona de sobremodulación, como se estudió en 2.6.3, la onda moduladora se deforma considerablemente; en la figura 2.6.5.3) se muestra, a modo de ejemplo, la evolución de tres posibles ondas moduladoras de la salida PWM0 a lo largo de un período de la onda de tensión, correspondientes a tres valores del índice Ma (desde que se abandona la zona de modulación lineal $Ma=1$, para un $Ma=1,04$ y casi alcanzado el límite de la primera zona de sobremodulación $Ma=1,145$). En los tres casos se mantuvo el valor de Ma en el inicial. Para la generación de la onda moduladora se ha seguido el procedimiento indicado en 2.6.4.1, obteniéndose los valores de cada *duty cycle* a partir del valor de los tiempos de permanencia t_a, t_b, t_0 y t_7 . De nuevo se aprecia claramente como al ir aumentando Ma se produce la convergencia a onda cuadrada. Es de destacar el efecto que la saturación del ángulo α al valor α_m produce en la moduladora para los dos valores de Ma en sobremodulación; en el intervalo $(\alpha_m, \frac{\pi}{6})$ el valor de α se mantiene en α_m y pasa a valer $\frac{\pi}{3} - \alpha_m$ cuando α supera el valor $\frac{\pi}{6}$. Se ha considerado de interés mostrar la

evolución del valor de los *duty cycles* d_1, d_2 y d_0 de la salida PWM0 (figura 2.6.5.4) para el caso de que el índice Ma varíe incluso dentro de cada sextante. Se muestran los valores resultantes cuando Ma aumenta su valor desde 0,95 a 1,15 a lo largo de dos períodos de la onda de tensión.

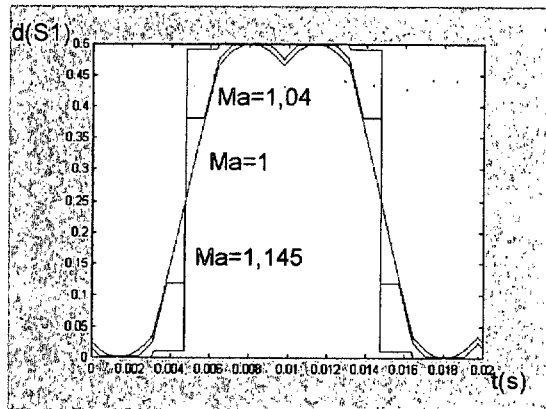


Figura 2.6.5.3. Moduladora de S1 para valores de $Ma=1$, $Ma=1,04$ y $Ma=1,148$

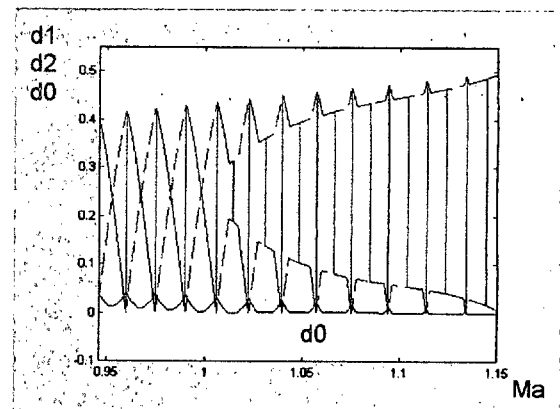


Figura 2.6.5.4. d1, d2(---) y d0 de la salida PWM0 en función de Ma

En la figura 2.6.5.5 se pueden observar los dos puentes de IGBT's empleados en el prototipo. Ambos constan de los mismos elementos: seis IGBT's de la empresa Semikron (SKM40: máxima tensión colector-emisor:600V, máxima corriente:5A), un driver encargado de adaptar las señales de disparo de los seis interruptores, filtrarlas y de proteger los IGBT's ante cortocircuito (SKHI 60H4) y dos condensadores en serie en la etapa de corriente continua (1200 μ F, 400V). Cada conjunto va convenientemente montado sobre su disipador correspondiente. En primer plano, en el inversor de la izquierda, se aprecia con claridad el driver SKHI 60H4, y en el inversor de la derecha, en primer plano, se han dispuesto los condensadores. Al fondo de la fotografía se aprecia una máquina síncrona en color azul, que forma parte de una bancada de 1 kW de potencia que se empleó para hacer varias pruebas preliminares, antes de aplicar el control sobre el generador síncrono de imanes permanentes del prototipo final.

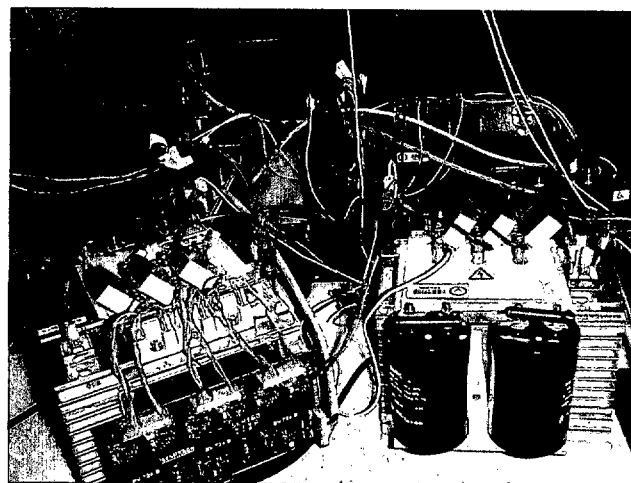


Figura 2.6.5.5: puentes de IGBT's empleados en el prototipo

El sistema completo requerido para disparar el puente rectificador por medio de subsistema PWM de la tarjeta se presenta en la figura 2.6.5.5. Un sistema Placa+Interface+puente PWM equivalente es preciso para disparar los semiconductores del puente inversor de red.

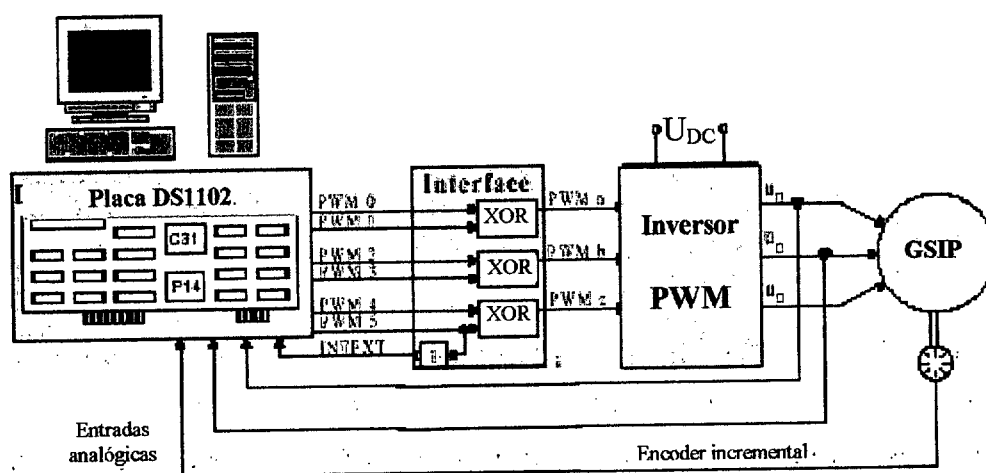


Figura 2.6.5.5. Esquema general del sistema de generación de pulsos de disparo de los 6 IGBT's del convertidor del lado del generador.

2.7 Tarjeta de Control

Dentro del capítulo asignado a la descripción de los componentes que constituyen el prototipo, la tarjeta controladora empleada para la ejecución de los algoritmos de control, merece mención aparte. Para efectuar el control digital en tiempo real del sistema se seleccionó la tarjeta DS1102 de la firma alemana dSPACE [DSPACE 1,5]. La tarjeta dSPACE se emplea principalmente en aplicaciones en que se realice el procesamiento digital de alguna señal, como son el control de accionamientos, actuadores eléctricos e hidráulicos, vehículos o robots.

Los aspectos fundamentales que motivaron la elección son dos, en referencia tanto al modo de programación, como a los componentes hardware integrantes de la tarjeta:

1. Características de programación de la tarjeta dSPACE

La tarjeta microcontroladora dSPACE permite describir y simular en un lenguaje de muy alto nivel (Matlab/Simulink) la estructura de los sistemas con los que trabaja. A partir de la descripción en lenguaje de alto nivel se produce la generación automática del programa ejecutable directamente sobre el procesador que incorpora la tarjeta. Mediante la generación automática de programas ejecutables a partir del diagrama de bloques realizado en Simulink, se consigue un notable ahorro de tiempo y se minimizan los errores de programación. En particular, es posible generar un ejecutable para el DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320C31 de la marca Texas Instruments. Esta rapidez en la generación del programa permite al diseñador probar sobre la planta real sucesivas modificaciones (refinamientos) sobre el controlador en un tiempo mínimo; esta técnica se conoce como prototipado rápido de controladores RPC (*Rapid Control Prototyping*). Además, la tarjeta de control puede interaccionar con el PC a la vez que ejecuta un programa controlador, lo que permite realizar tareas de monitorización e incluso modificar parámetros del controlador desde el PC en tiempo de ejecución. Resulta por tanto una herramienta muy potente de cara a la sintonización de parámetros. En el apartado 2.7.1 se resume el procedimiento de generación automática de código que emplea la tarjeta.

2. Elementos que constituyen el hardware de la tarjeta dSPACE

Para efectuar el control del prototipo del sistema eólico propuesto en la Tesis, es necesario disponer de una tarjeta que, además del procesador de señales, incorpore:

- seis convertidores analógico-digitales, pues se han de medir las 6 señales analógicas correspondientes a las dos fases de la corriente de estator, a las dos fases de la corriente de red, a la tensión de la etapa de corriente continua y a una fase de la tensión de red.
- una entrada para conteo de los pulsos procedentes del encoder
- dos módulos de seis salidas PWM cada uno
- un convertidor digital-analógico, para enviar la consigna de par al conjunto variador-motor DC que actúa como emulador de la turbina.

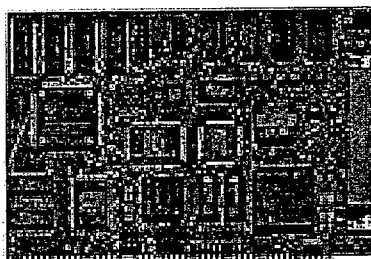


Figura 2.7.1. Tarjeta DS1102

Es posible cumplir los citados requisitos mediante el empleo de una tarjeta de control por cada puente de IGBT's, pues la tarjeta dSPACE DS1102 consta fundamentalmente de cuatro convertidores analógico-digitales, otros cuatro digital-analógicos, una salida de seis pulsos PWM y dos entradas para encóder. En el apartado 2.7.2 se detalla los elementos constitutivos de la tarjeta empleada.

2.7.1 Herramientas Software precisas para la programación de la tarjeta , generación de código en tiempo real, visualización de señales e interacción con el PC

El lenguaje de descripción de sistemas a nivel de bloques previamente mencionado, es el formalismo gráfico utilizado por Simulink; éste, es un paquete de software para definición, simulación y análisis de sistemas dinámicos. Simulink es un lenguaje a nivel de diagramas de bloque con un entorno de edición visual. Incorpora librerías de bloques básicos predefinidos, así como la posibilidad de crear nuevas librerías o expandir las ya existentes, de modo que se fomenta la reutilización de componentes. Simulink, además, permite la jerarquización de bloques, lo que facilita la estructuración de los modelos.

Simulink está integrado en Matlab, que actúa como motor de cálculo de las simulaciones desarrolladas en Simulink. Matlab es un lenguaje interactivo para cálculo numérico, especializado en cálculo matricial.

En base a un modelo de una planta es posible diseñar y simular un controlador directamente en Simulink. Pero si además es preciso probar el controlador sobre la planta real, es necesario generar un código que se ejecute sobre un procesador (en el caso que nos ocupa, el de la tarjeta de control). El proceso de generación automática de código precisa de los programas RTW (*Real Time Workshop*) y RTI (*Real Time Interface*). El software RTW es capaz de generar, a partir de un programa en Simulink, un ejecutable que es capaz de reproducir en tiempo real código Simulink. RTW genera un fichero C como paso intermedio entre el modelo Simulink y el ejecutable. La generación del ejecutable requiere un compilador de C que genere código para ese hardware a partir del fichero intermedio, de algunos ficheros de configuración (que indican a RTW las características del hardware destino) y de enlace generados por el programa RTI. La utilidad RTI permite al usuario abstraerse de los detalles de configuración del RTW, pues al ser instalado configura todos los parámetros necesarios para la generación automática de código ejecutable en la tarjeta de control dSPACE DS1102. En [WOON00] se explica de forma precisa y resumida el proceso de generación de código.

Este esquema está abierto a la creación de código para numerosas plataformas de destino, siempre que se suministren al RTW las especificaciones de cada plataforma.

La tarjeta dSPACE DS1102 puede ser programada, además de mediante la generación automática de código, por medio de la programación directa tradicional en C [DSPACE7].

El fabricante de la tarjeta incluye varias posibilidades software de monitorización y de interacción con los programas que se ejecutan en ella. Por una parte hay dos programas que consiguen este objetivo a través de un interfaz gráfico: son *COCKPIT* [DSPACE2] y *TRACE* [DSPACE3]. Por otra, se añaden unas funciones Matlab que permiten hacer lo mismo desde este entorno: *MLIB* [DSPACE9] y *MTRACE* [DSPACE6].

A continuación se detallará el método empleado en la Tesis para visualizar e interactuar en tiempo real con las señales y parámetros de control; se emplearon las herramientas *COCKPIT* y *TRACE*:

COCKPIT permite la creación de un panel de control del programa en ejecución mediante la distribución en una pantalla en blanco de una serie de controles gráficos como barras deslizantes para variación de parámetros, indicadores digitales y analógicos, botones ON/OFF, señales luminosas, etc. Estos controles se asocian a variables del programa, y pueden ser de entrada (actúan sobre las variables), de salida (sólo muestran el valor de la variable asociada), o de

entrada/salida (al actuar sobre la variable asociada, muestran su valor actual). Una vez creado y activado, es posible actuar desde el panel en tiempo real sobre las variables de interés; esto es técnicamente posible gracias a que la tarjeta dispone de memoria externa de doble puerto. Los controles que visualizan valores son actualizados de forma continua. En la figura 2.7.1.1 se muestra el aspecto de uno de los paneles *COCKPIT* que se han generado para controlar en tiempo real el arranque del sistema turbina-generador, así como la sintonización de los reguladores implicados.

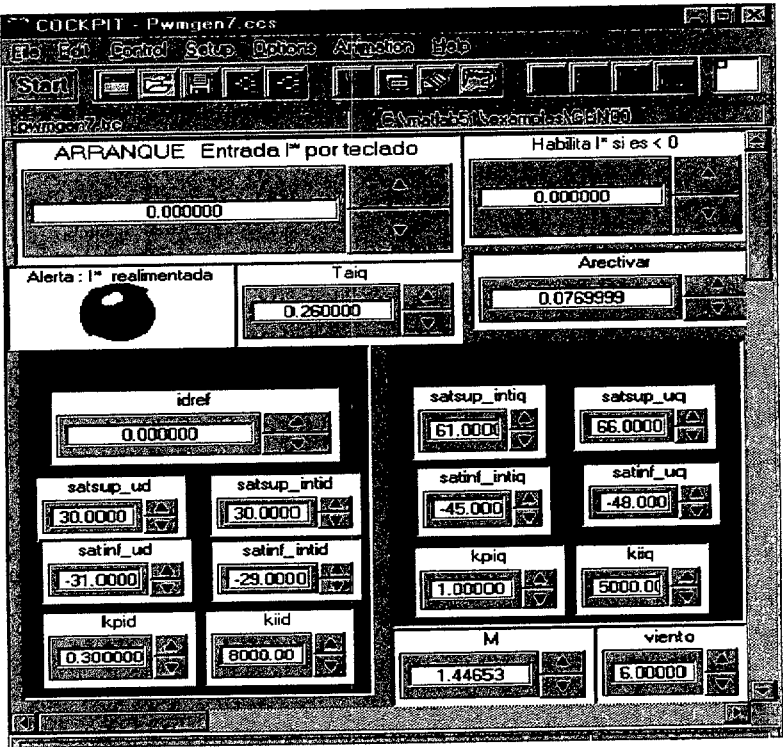


Figura 2.7.1.1 Un panel de control desarrollado en COCKPIT para el arranque del sistema turbina/generador

TRACE. El muestreo en tiempo real de las señales se realiza mediante el programa *TRACE*. En este programa, además de seleccionar las variables a visualizar, se han de especificar los parámetros de muestreo (como son la longitud del intervalo en que se va a tomar la muestra, cada cuántos periodos de muestreo del programa en ejecución se toma una muestra, etc). *TRACE* incorpora utilidades que facilitan tanto el análisis gráfico de las variables (zoom, cursores, superposición de varias señales en la misma gráfica, etc.), como su exportación (fichero de datos formato *Matlab*). En la figura 2.7.1.2 se muestra el aspecto de una captura gráfica de señales con *TRACE* en la pantalla de los ordenadores personales que incorporan las tarjetas dSPACE.

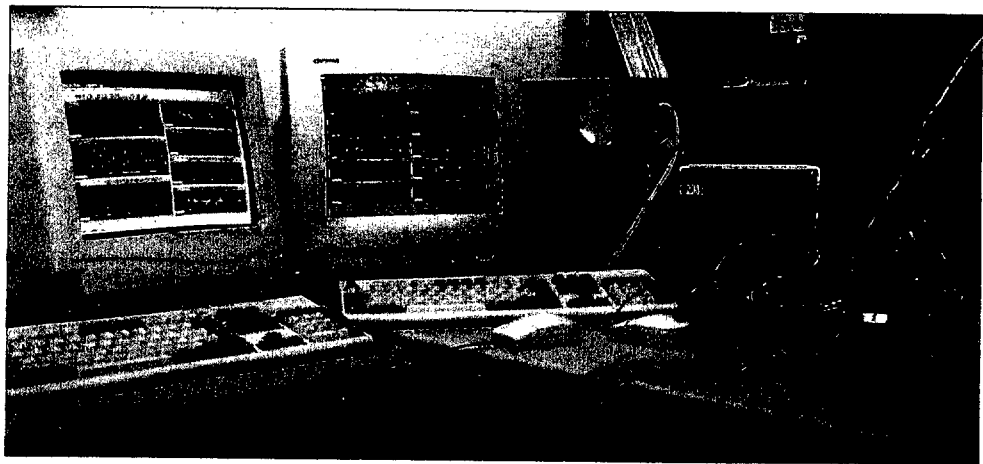


Figura 2.7.1.2 Visualización de variables con TRACE.

En el esquema gráfico 2.7.1.3 se resume la interacción que existe entre los programas mencionados y entre éstos y la tarjeta controladora.

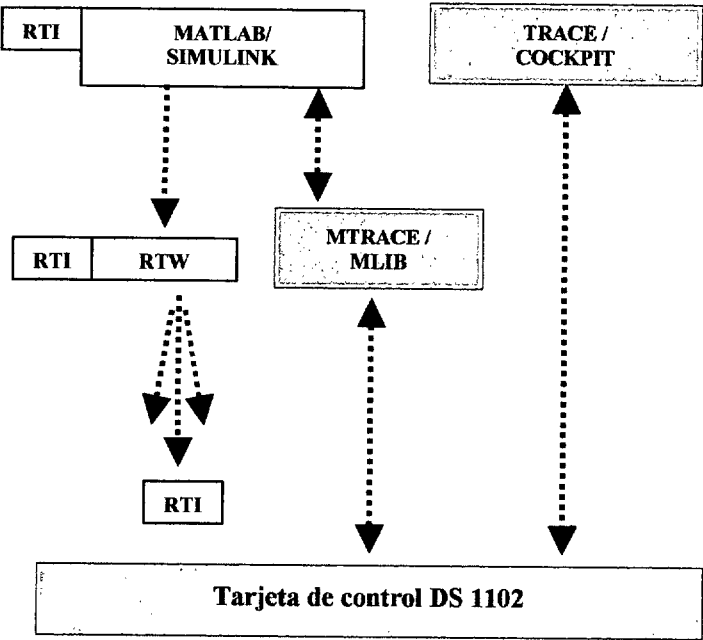


Figura 2.7.1.3 Interacción Programas / tarjeta dSPACE DS1102

2.7.2 Herramientas Hardware constituyentes de la tarjeta DS1102

La tarjeta dSPACE DS1102 consta fundamentalmente de los siguientes elementos :

- La unidad central de procesamiento de señales la constituye el microprocesador de coma flotante y TMS320C31 (Texas Instruments), que se encuadra dentro de los microprocesadores VLSI (Very Large Scale Integration) de tercera generación. Las principales características del DSP TMS320C31 son:
 - tiempo de ejecución de instrucción simple: 33.33 ns.
 - dos bloques de RAM de 1K x 32-bits de acceso dual.
 - tamaño de instrucción : 32-bits.
 - tamaño de datos : 32-bits.
 - tamaño de direcciones: 24-bits.
 - 8 acumuladores de 40-bits.
 - dispone de DMA (Direct Memory Access) para la gestión de datos simultánea con la CPU.
 - 4 interrupciones externas (INT0, accesible en el conector I/O, INT1 y INT2 para los encoders incrementales y la INT3 para canalizar las interrupciones del host al DSP).
 - 2 temporizadores de 32-bits.
- Dos convertidores analógico-digital (A/D) de 16 bits de 250 kHz (el tiempo de conversión es de 4 microsegundos), con tensión de entrada de ± 10 V.
- Dos convertidores A/D de 12 bits de 800 kHz (el tiempo de conversión es de 1.25 microsegundos), con tensión de entrada de ± 10 V.
- Cuatro convertidores digital-analógico (D/A) de 12 bits. Tienen un dispositivo para calibrar los posibles errores de offset del convertidor, así como su ganancia. Este dispositivo ya viene calibrado de fábrica.
- Un subsistema de entrada/salida digital basado en el DSP-microcontrolador TMS320P14. Este subsistema consta fundamentalmente de:
 - un DSP de coma fija de 16 bits.
 - un puerto paralelo de Entrada/ Salida de 16 bits con posible selección bit a bit.
 - 4 temporizadores, cada uno con un contador de 16 bits.
 - 6 circuitos PWM .
 - 4 entradas capturas.
 - un puerto de comunicaciones serie.
- Dos encoders incrementales.

- Memoria RAM estática (128 K x 32 bits), que es lo suficientemente rápida como para permitir el denominado "zero wait state operation", o lo que es lo mismo, la memoria tiene un tiempo de respuesta casi inmediato en la lectura o escritura de datos.
- Un puerto de comunicaciones serie (programable para datos de 8 a 32 bits)
- Un dispositivo JTAG IEEE 1149.1. (comunica todos los registros en serie y desplaza su contenido de modo que se pueda realizar una prueba de detección de fallos hardware)

El esquema de la arquitectura básica de la tarjeta es (figura 2.7.2.1):

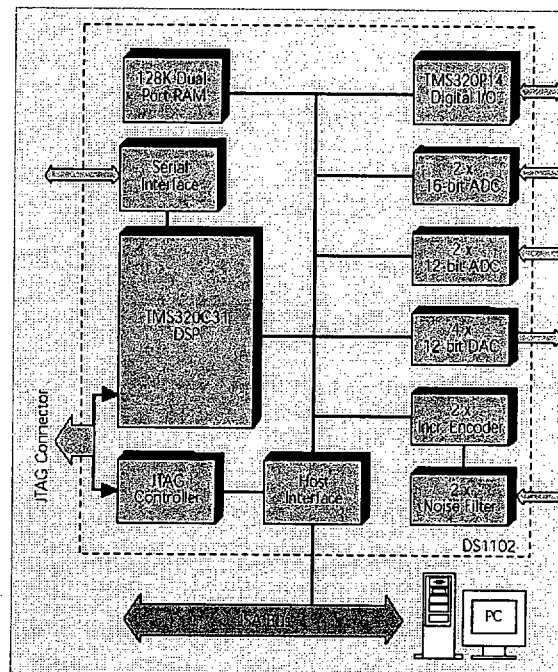


Figura 2.7.2.1 Arquitectura de la tarjeta dSPACE DS1102

CAPÍTULO 3

CONTROL DEL GENERADOR

En el presente capítulo se determinan las componentes de la corriente de inducido: la componente activa de la corriente requerida para obtener un par dado y la componente directa de la corriente precisa en función de la estrategia elegida (corriente directa nula, factor de potencia unidad o consigna de corriente directa de máximo rendimiento). Se analiza también la zona de debilitamiento de campo. Se presenta la estructura de los lazos de control de corriente, así como el método seguido para calcular los reguladores y se establecen los límites de funcionamiento del generador. Se analizan las posibles causas de la desmagnetización de los imanes del rotor del generador con objeto de evitar su desmagnetización irreversible.

Además se muestran los resultados experimentales que confirman el seguimiento de las referencias de corriente a velocidad constante utilizando la estrategia de máximo rendimiento. Se comentan algunas consideraciones de índole práctico destacables, como la realimentación las corrientes y de la posición (por medio del encóder) o el método de sincronización.

[illegible]

1992, 1993, 1994, 1995, 1996, 1997, 1998, 1999, 2000, 2001, 2002, 2003, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019, 2020, 2021, 2022, 2023, 2024, 2025, 2026, 2027, 2028, 2029, 2030, 2031, 2032, 2033, 2034, 2035, 2036, 2037, 2038, 2039, 2040, 2041, 2042, 2043, 2044, 2045, 2046, 2047, 2048, 2049, 2050, 2051, 2052, 2053, 2054, 2055, 2056, 2057, 2058, 2059, 2060, 2061, 2062, 2063, 2064, 2065, 2066, 2067, 2068, 2069, 2070, 2071, 2072, 2073, 2074, 2075, 2076, 2077, 2078, 2079, 2080, 2081, 2082, 2083, 2084, 2085, 2086, 2087, 2088, 2089, 2090, 2091, 2092, 2093, 2094, 2095, 2096, 2097, 2098, 2099, 2100, 2101, 2102, 2103, 2104, 2105, 2106, 2107, 2108, 2109, 2110, 2111, 2112, 2113, 2114, 2115, 2116, 2117, 2118, 2119, 2120, 2121, 2122, 2123, 2124, 2125, 2126, 2127, 2128, 2129, 2130, 2131, 2132, 2133, 2134, 2135, 2136, 2137, 2138, 2139, 2140, 2141, 2142, 2143, 2144, 2145, 2146, 2147, 2148, 2149, 2150, 2151, 2152, 2153, 2154, 2155, 2156, 2157, 2158, 2159, 2160, 2161, 2162, 2163, 2164, 2165, 2166, 2167, 2168, 2169, 2170, 2171, 2172, 2173, 2174, 2175, 2176, 2177, 2178, 2179, 2180, 2181, 2182, 2183, 2184, 2185, 2186, 2187, 2188, 2189, 2190, 2191, 2192, 2193, 2194, 2195, 2196, 2197, 2198, 2199, 2200, 2201, 2202, 2203, 2204, 2205, 2206, 2207, 2208, 2209, 2210, 2211, 2212, 2213, 2214, 2215, 2216, 2217, 2218, 2219, 2220, 2221, 2222, 2223, 2224, 2225, 2226, 2227, 2228, 2229, 2230, 2231, 2232, 2233, 2234, 2235, 2236, 2237, 2238, 2239, 2240, 2241, 2242, 2243, 2244, 2245, 2246, 2247, 2248, 2249, 2250, 2251, 2252, 2253, 2254, 2255, 2256, 2257, 2258, 2259, 2260, 2261, 2262, 2263, 2264, 2265, 2266, 2267, 2268, 2269, 2270, 2271, 2272, 2273, 2274, 2275, 2276, 2277, 2278, 2279, 2280, 2281, 2282, 2283, 2284, 2285, 2286, 2287, 2288, 2289, 2290, 2291, 2292, 2293, 2294, 2295, 2296, 2297, 2298, 2299, 2300, 2301, 2302, 2303, 2304, 2305, 2306, 2307, 2308, 2309, 2310, 2311, 2312, 2313, 2314, 2315, 2316, 2317, 2318, 2319, 2320, 2321, 2322, 2323, 2324, 2325, 2326, 2327, 2328, 2329, 2330, 2331, 2332, 2333, 2334, 2335, 2336, 2337, 2338, 2339, 2340, 2341, 2342, 2343, 2344, 2345, 2346, 2347, 2348, 2349, 2350, 2351, 2352, 2353, 2354, 2355, 2356, 2357, 2358, 2359, 2360, 2361, 2362, 2363, 2364, 2365, 2366, 2367, 2368, 2369, 2370, 2371, 2372, 2373, 2374, 2375, 2376, 2377, 2378, 2379, 2380, 2381, 2382, 2383, 2384, 2385, 2386, 2387, 2388, 2389, 2390, 2391, 2392, 2393, 2394, 2395, 2396, 2397, 2398, 2399, 2400, 2401, 2402, 2403, 2404, 2405, 2406, 2407, 2408, 2409, 2410, 2411, 2412, 2413, 2414, 2415, 2416, 2417, 2418, 2419, 2420, 2421, 2422, 2423, 2424, 2425, 2426, 2427, 2428, 2429, 2430, 2431, 2432, 2433, 2434, 2435, 2436, 2437, 2438, 2439, 2440, 2441, 2442, 2443, 2444, 2445, 2446, 2447, 2448, 2449, 2450, 2451, 2452, 2453, 2454, 2455, 2456, 2457, 2458, 2459, 2460, 2461, 2462, 2463, 2464, 2465, 2466, 2467, 2468, 2469, 2470, 2471, 2472, 2473, 2474, 2475, 2476, 2477, 2478, 2479, 2480, 2481, 2482, 2483, 2484, 2485, 2486, 2487, 2488, 2489, 2490, 2491, 2492, 2493, 2494, 2495, 2496, 2497, 2498, 2499, 2500, 2501, 2502, 2503, 2504, 2505, 2506, 2507, 2508, 2509, 2510, 2511, 2512, 2513, 2514, 2515, 2516, 2517, 2518, 2519, 2520, 2521, 2522, 2523, 2524, 2525, 2526, 2527, 2528, 2529, 2530, 2531, 2532, 2533, 2534, 2535, 2536, 2537, 2538, 2539, 2540, 2541, 2542, 2543, 2544, 2545, 2546, 2547, 2548, 2549, 2550, 2551, 2552, 2553, 2554, 2555, 2556, 2557, 2558, 2559, 2560, 2561, 2562, 2563, 2564, 2565, 2566, 2567, 2568, 2569, 2570, 2571, 2572, 2573, 2574, 2575, 2576, 2577, 2578, 2579, 2580, 2581, 2582, 2583, 2584, 2585, 2586, 2587, 2588, 2589, 2590, 2591, 2592, 2593, 2594, 2595, 2596, 2597, 2598, 2599, 2600, 2601, 2602, 2603, 2604, 2605, 2606, 2607, 2608, 2609, 2610, 2611, 2612, 2613, 2614, 2615, 2616, 2617, 2618, 2619, 2620, 2621, 2622, 2623, 2624, 2625, 2626, 2627, 2628, 2629, 2630, 2631, 2632, 2633, 2634, 2635, 2636, 2637, 2638, 2639, 2640, 2641, 2642, 2643, 2644, 2645, 2646, 2647, 2648, 2649, 2650, 2651, 2652, 2653, 2654, 2655, 2656, 2657, 2658, 2659, 2660, 2661, 2662, 2663, 2664, 2665, 2666, 2667, 2668, 2669, 2670, 2671, 2672, 2673, 26